ISSN 0130-0830

В помощь радиолюбителю



Выпуск 97

СОДЕРЖАНИЕ

ЗАПИСЬ И ВОСПРОИЗВЕДЕНИЕ ЗВУКА

ПРИБОР ДЛЯ УСТАНОВКИ ТОКА ПОДМАГНИЧИВАНИЯ В МАГНИТОФОНЕ

Н. ШИЯНОВ

В современных магнитофонах для звукозаписи используется высокочастотное подмагничивание. Сила тока подмагничивания, устанавливаемого в магнитофоне, влияет на волновые потери, уровень шума и нелинейные искажения сигнала, т. е. во многом определяет качество записи.

Силу тока подмагничивания, при которой чувствительность магнитной ленты максимальна, называют оптимальным током подмагничивания. Для сравнительно низких частот она имеет более высокое значение. Это связано с тем, что с увеличением тока подмагничивания уровень записи в области низких частот растет за счет более глубокой намагниченности рабочего слоя ленты. На высоких частотах с ростом тока подмагничивания намагниченность в поверхностном слое ленты снижается. Вместе с тем, глубокое проникновение зоны записи в рабочий слой на высоких частотах не дает положительного эффекта, поскольку в процессе воспроизведения наиболее эффективны лишь приповерхностные слои фонограммы.

Для экспериментального определения оптимального подмагничивания снимают характеристику подмагничивания, под которой понимают зависимость напряжения на линейном выходе магнитофона (отдачу ленты) от тока подмагничивания при фиксированном уровне записи. Координаты вершины полученной кривой позволяют найти значение оптимального тока для заданной частоты записываемого сигнала.

Известно, что для большинства магнитных лент значения тока подмагничивания, соответствующие чувствительности, а также минимумам нелинейных искажений и шума намагниченной ленты, не совпадают. Поэтому выбор уровня подмагничивания проводят путем поиска

компромиссного решения. В студийных магнитофонах номинальное подмагничивание в большинстве случаев выбирают по минимуму шума намагниченной ленты, в бытовых — как компромисс между частотными и нелинейными искажениями.

На рис. 1 представлены экспериментальные зависимости отдачи и уровня нелинейных искажений ленты А4409-6Б от тока подмагничивания. Кривые 1 и 2 иллюстрируют зависимость отдачи ленты на частоте 400 Гц и скоростях протяжки ленты 19,05 и 9,53 см/с соответствеиио. Кривые 3, 4 получены для частоты 15 кГц и скоростей 19,05 и 9,53 см/с. Зависимость нелинейных искажений от уровня подмагничивания для указанных выше скоростей ленты дана кривыми 5 и 6. В эксперименте использовались записывающая головка 6А24Н3 и воспроизводящая головка 6В24Н3.1.

Рис. 1. Экспериментальные зависимости отдачи и уровня нелинейных искажеиий ленты А 4409-6Б:

1 — отдача ленты на частоте 400 Гц, скорость протяжки 19,05 см/с; 2 — то же, скорость протяжки 9,53 см/с; 3 — отдача ленты на частоте 15 кГц, скорость протяжки 19,05 см/с; 4 — то же, скорость протяжки 9,53 см/с; 5 — зависимость нелниейных искажений, скорость протяжки 19,05 см/с; 6 — то же, скорость протяжки 9,53 см/с

Видно, что с увеличением частоты записи и понижением скорости ленты макснмум отдачн сдвигается в область более низких уровней подмагнччнвания.

Минимум нелинейных искажений смещен относительно оптимального тока для частоты 400 Гц на 1...2 дБ. Близкие к минимальным значения шума и, как видно

из приведенных графиков, нелинейных искажений обеспечиваются при токе подмагничивания, оптимальном для сравнительно низких записываемых частот сигналов ($f_з$=400 Гц). Наименьшие волновые потери соответствуют подмагничиванию, оптимальному для высоких частот.

Для скоростей менее 19,05 см/с номинальный ток подмагничивания выбирают, как правило, соответствующим оптимальному для частоты 1000 Гц. Определенные трудности при определении тока подмагничивания возникают в связи с тем, что максимум характеристики подмагничивания на низких частотах выражен недостаточно резко, а погрешность установки силы тока сильно влияет на параметры магнитофона, особенно при низких скоростях движения ленты.

Уменьшение этой погрешности возможно с помощью следующей методики, основанной на том, что у кривой подмагничивания для коротких волн записи более выраженный максимум [1, 2]. Частота сигнала, на которой устанавливается ток подмагничивания, в зависимости от скорости протяжки ленты, выбирается равной 10 или 6,3 кГц. Обычным порядком находят положение регулятора тока подмагничивания, соответствующее максимальному выходному напряжению. Затем ток подмагничивания увеличивают до уменьшения отдачи ленты. Обычно уменьшение составляет 3 дБ на частоте 10 кГц при скорости 19,05 см/с и 3,5 дБ на частоте 6,3 кГц при скорости 9,53 см/с. Необходимо отметить, что указанные режимы лишь приблизительно соответствуют наилучшим режимам использования свойств магнитных лент.

На практике процесс установки номинального тока подмагничивания не встречает серьезных затруднений, если магнитофон имеет сквозной канал. Проведение пробной непрерывной записи с одновременной регулировкой подмагничивания позволяет получить характеристики, достаточные для обоснованного определения номинального тока подмагничивания. Однако оптимизация уровня подмагничивания в магнитофонах с универсальным трактом — операция весьма трудоемкая, требующая хорошей профессиональной подготовки оператора. Эта работа складывается из проведения ряда пробных записей при различных дискретных положениях регулятора подмагничивания.

Известны устройства, предназначенные для ускорения установки необходимого подмагничивания, например [3]. В них производят запись сигналов с опорной и верхней граничной частотами, а затем сравнивают их амплитуды при воспроизведении. Одновременно по второму каналу магнитофона записывают тест-сигнал, частота которого жестко связана с сопротивлением переменного резистора, монтируемого на время настройки вместо имеющегося в магнитофоне регулятора подмагничивания. Определение номинального тока производится по значению частоты тест-сигнала в момент равенства амплитуд указанных сигналов. Недостатки такого устройства кратко сводятся к следующему. Необходимость записи тест-сигнала по второму каналу делает невозможной настройку монофонических магнитофонов. Применение упомянутого устройства требует внесения нежелательных изменений в принципиальную схему магнитофона. Кроме того, устройство [3] неприменимо для магнитофонов с емкостной регулировкой тока подмагничивания.

При разработке описанного ниже прибора для установки тока подмагничивания ставилась задача использования его как для настройки магнитофонов, изготовленных в радиолюбительских условиях, так и для регулировки промышленных аппаратов в процессе их ремонта. Прибор защищен авторским свидетельством № 1068986.

Основные технические характеристики

Частота опорного сигнала, Гц	400
Верхняя граничная частота, кГц	10...22
Частота тест-сигнала, кГц	1,6...2,5
Входное сопротивление прибора, кОм, не менее	30
Выходное напряжение измерительного сигнала, мВ	50
Выходное сопротивление прибора кОм, не более	1,0
Пределы допустимого изменения амплитуды выходного сигнала, мВ	20...250
Погрешность установки отдачи сигнала на верхней граничной частоте, дБ, не более	0,5
Пределы изменения ослабления, вводимого на верхней граничной частоте, дБ	от 0 до 10,0

Структурная схема прибора представлена на рис. 2.

Прибор состоит из фильтра верхних частот Z1, вход которого с помощью клеммы XS1 соединяется с выходным контактом универсальной головки магнитофона. Сигнал с фильтра поступает на выпрямитель UZ1, далее

с выхода выпрямителя подается через управляемый аттенюатор U1 на преобразователь напряжения в частоту UZ2. Генератор G1 выдает синусоидальное напряжение частоты 400 Гц, генератор G2 — напряжение верхней граничной частоты, перестраиваемой в пределах от 10 до 22 кГц. Сигналы генераторов и преобразователя UZ2

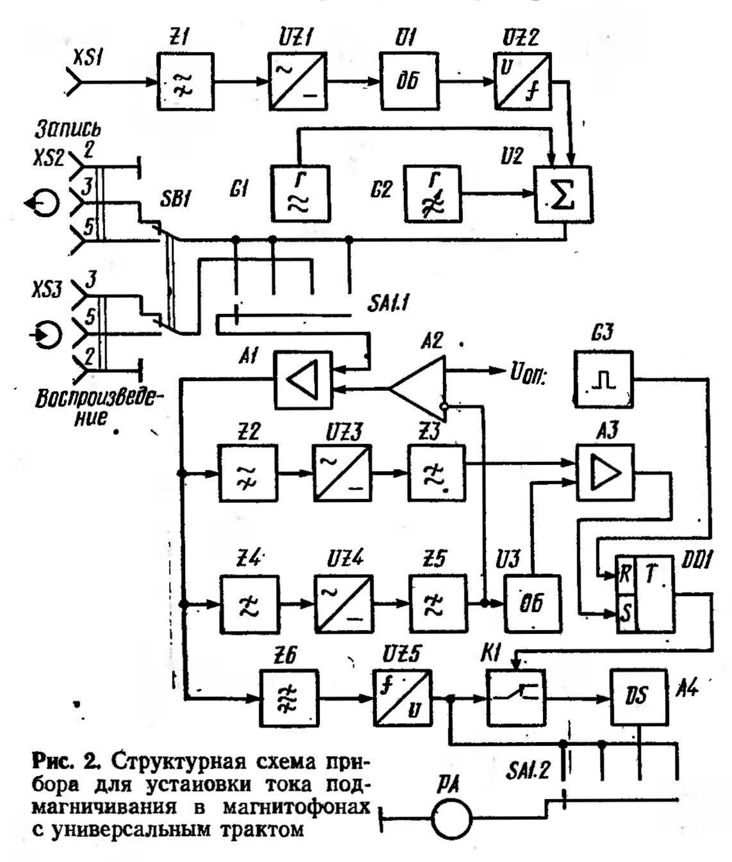


Рис. 2. Структурная схема прибора для установки тока подмагничивания в магнитофонах с универсальным трактом

смешиваются в сумматоре U2 и поступают на 1, 2 и 4 контакты переключателя режимов SA1.1 и подвижный контакт переключателя SB1 дорожек записи. К третьему контакту переключателя SA1.1 подключен подвижный контакт переключателя дорожек SB1. Переключатель SA1.1 соединен также со входом управляемого усилителя A1.

В процессе установки оптимального тока подмагничивания магнитофона прибор последовательно переводят переключателем SA1 в режимы 1—4.

Режим 1 «Калибровка». Переключатель SA1 — в первом положении. Настраиваемый магнитофон устанавливают в режим «Запись», включают временный стоп. Напряжение высокочастотного подмагничивания выделяется фильтром верхних частот Z1, поступает на вход выпрямителя UZ1. Выходное напряжение выпрямителя UZ1 пропорционально уровню тока подмагничивания. Блок UZ2 осуществляет преобразование указанного напряжения в пропорциональную ему частоту. Таким образом, на вход сумматора U2 подаются гармонические сигналы генераторов G1, G2, имеющие частоты 400 Гц и 10...22 кГц соответственно, и сигнал с выхода преобразователя UZ2, частота которого пропорциональна уровню тока подмагничивания и изменяется в пределах от 1600 до 2500 Гц при изменении напряжеиия с выхода U1 от 0 до 0,6 В. Сигнал с выхода сумматора U2 через переключатель SA1.1 поступает на вход управляемого усилителя A1. Усилитель содержит автоматическую регулировку коэффициента передачи и поддерживает амплитуду сигнала на выходе с погрешностью не более 1 дБ в диапазоне входных сигналов от 40 до 200 мВ. Необходимость введения автоматической регулировки усиления вызвана достаточно широким допуском на уровень сигнала с линейного выхода серийно выпускаемых магнитофонов.

Фильтр верхних частот Z2, выпрямитель UZ3 и фильтр нижних частот Z3 образуют канал выделения и преобразования в постоянное напряжение сигнала генератора G2. Фильтр нижних частот Z4, выпрямитель UZ4 и фильтр нижних частот Z5 образуют канал выделения и преобразования в постоянное напряжение сигнала генератора G1. Коэффициенты передачи этих двух трактов равны. Через полосовой фильтр Z6 проходит только тест-сигнал преобразователя UZ2, поступающий далее на преобразователь UZ5 частоты в изменяющееся знакопостоянное напряжение, которое подается на индикатор PA.

Регулятор тока подмагничивания магнитофона устанавливают в положение, соответствующее максимальной силе тока. При этом стрелка индикатора PA отклоняется. Изменением затухания аттенюатора U1 необходимо

добиться максимального отклонения до крайней отметки шкалы. На этом калибровка прибора заканчивается.

Режим 2 «Запись». Переключатель SA1 — во втором положении. Магнитофон остается в режиме «Запись», включается протяжка магнитной ленты.

Переключатель дорожек SB1 должен находиться в положении, соответствующем настраиваемому каналу магнитофона. Сигнал с выхода сумматора U2 подается на клеммы XS2 «Запись» магнитофона. При этом на ленту записываются сигналы генераторов G1, G2 и преобразователя UZ2. Уровень записи устанавливается оператором на 15...20 дБ ниже номинального. Затем медленным и плавным вращением регулятора тока подмагничивания магнитофона уменьшают силу тока до минимально возможного, наблюдая за отклонением стрелки индикатора PA.

Режим 3 «Воспроизведение». Переключатель SA1 переводят в третье положение, полученная в режиме 2 запись воспроизводится. При этом ручным запуском генератора одиночного импульса G3 устанавливают триггер DD1 в нулевое состояние, при котором на вход конденсаторного запоминающего устройства A4 непрерывно поступает выходное напряжение преобразователя UZ5 через нормально-замкнутые контакты реле K1. Через переключатель SA1.2 выход устройства A4 связаи с индикатором PA. Поскольку в процессе записи ток подмагничивания постепенно уменьшался, намагниченность поверхностного слоя ленты увелнчивалась. В результате при воспроизведении возрастает высокочастотная составляющая записанного на ленте сигнала, и напряжение на выходе фильтра верхних частот Z2 будет плавно увеличиваться. Если аттенюатор U3 установлен в положеиие «Ослабление 0 дБ», в момент равенства напряжеиий на выходах Z3 и Z5 переключается компаратор A3, триггер DD1 устанавливается в единичное состояние по входу S, а сигнал с его выхода вызывает размыкание контактов реле K1, что предотвращает дальнейшее поступление сигнала в запоминающее устройство A4.

Таким образом, в запоминающем устройстве остается то значение выходного напряжения преобразователя UZ5, которое соответствовало равенству уровней сигналов с опорной и верхней граничной частотами, то есть горнзонтальной сквозной амплитудно-частотной характеристике магнитофона. Если необходнмо ввести опреде-

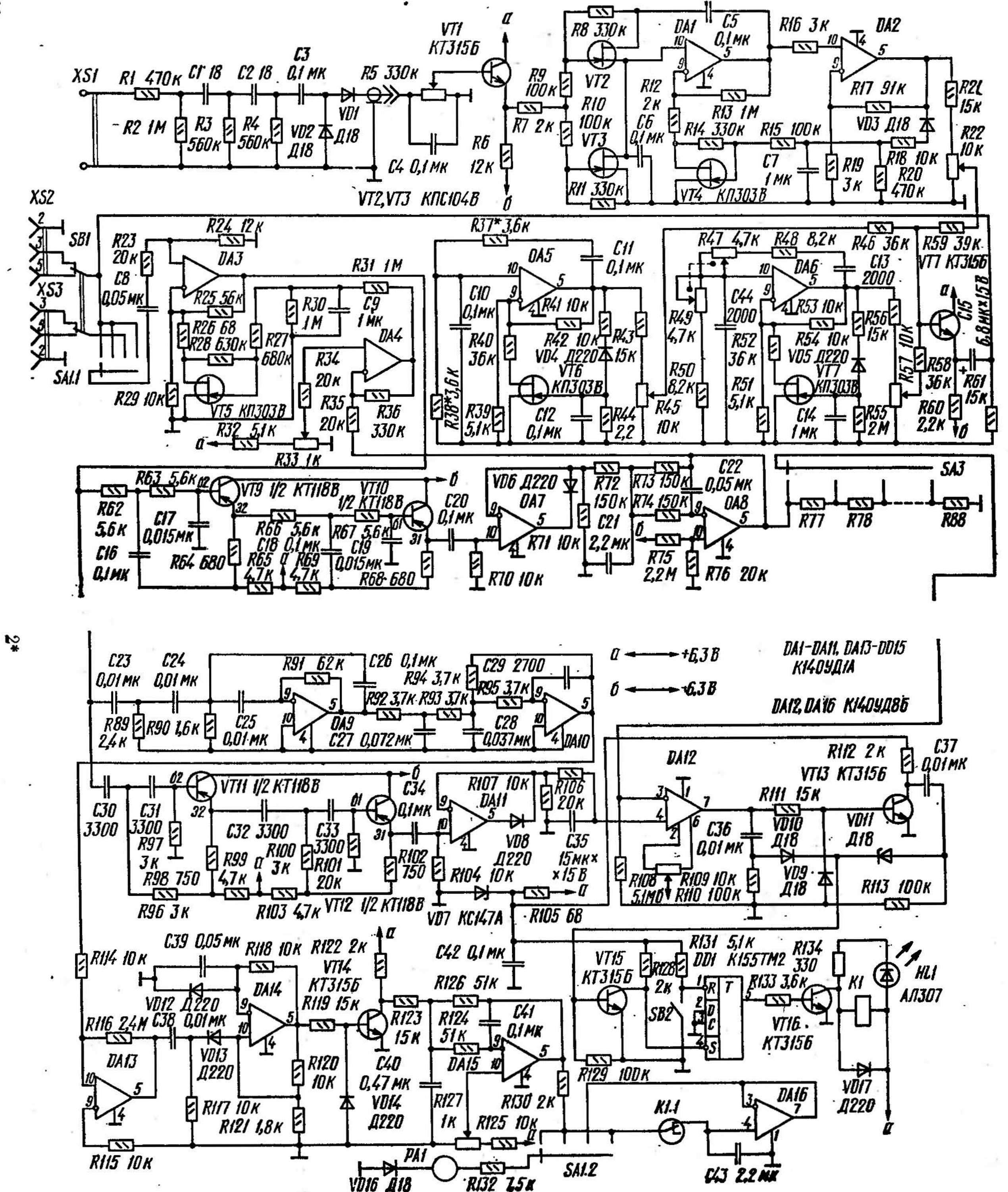


Рис. 3. Прициципиальная схема прибора

ленное ослабление на верхней граничной частоте в пределах, допускаемых ГОСТом, аттенюатор U3 устанавливается в положение, соответствующее необходимому затуханию. В процессе воспроизведения частота тест-сигнала преобразователя UZ2 убывает, одновременно уменьшается напряжение на выходе преобразователя «частота-напряжение» UZ5, поэтому стрелка индикатора PA показывает уменьшение уровня. После остановки стрелки выходной уровень запоминающего устройства A4 отсчитывают со шкалы индикатора PA. Положение стрелки по шкале следует отметить.

Режим 4 «Установка тока подмагничивания». Переключатель SA1 устанавливают в четвертое положение. Магнитофон переключают в режим «Запись», включают временный стоп. Функционирование элементов прибора в этом режиме аналогично работе в режиме «Калибровка». Вращением ручки регулятора тока подмагничивания магнитофона устанавливают такое же показание индикатора PA, как и в предшествующем режиме «Воспроизведение». Тогда напряжения на выходе запоминающего устройства и преобразователя UZ5 оказываются равными. Следовательно, установленное значение тока подмагничивания обеспечивает определенную форму амплитудно-частотной характеристики магнитофона с определенным ослаблением на верхней граничной частоте, если переключался аттенюатор U3.

Принципиальная схема прибора представлена на рис. 3. Напряжение высокочастотного подмагничивания подается на вход фильтра верхних частот с клеммы XS1. Двухзвенный фильтр верхних частот с частотой среза около 35 кГц выполнен на элементах C1, C2, R3, R4. Выпрямитель собран на диодах VD1, VD2 по схеме удвоения напряжения. Рассмотренная часть схемы оформлена в виде экранированного щупа, присоединяемого к универсальной головке магнитофона коротким проводником с зажимом XS1. Щуп подключается к прибору экранированным кабелем РК50-2-13 или АВК-2.

Выпрямленное напряжение через аттенюатор на переменном резисторе R5 и через эмиттерный повторитель на транзисторе VT1 подается на вход преобразователя «напряжение-частота». Преобразователь представляет собой RC-генератор с управляемым мостом Вина в цепи положительной обратной связи. Управление реализуется за счет изменения сопротивления каналов согласован-

ных полевых транзисторов VT2, VT3 (КПС104В), RC-мост Вина включен в цепь положительной обратной связи операционного усилителя DA1. Операционный усилитель DA2 имеет коэффициент передачи напряжения около 30. Напряжение с его выхода после выпрямления элементами VD3, C7, R20 прикладывается к затвору полевого транзистора VT4, который включен совместно с элементами линеаризации R14, R15 в цепь отрицательной обратной связи соединенных последовательно усилителей DA1, DA2.

Стабилизация выходного напряжения преобразователя происходит за счет изменения сопротивления проводящего канала транзистора VT4, управляемого по затвору. При этом выходное напряжение генератора стабилизируется на уровне около 700 мВ. Использование двухкаскадной схемы с усилителями DA1, DA2 позволило значительно снизить нелинейные искажения, свойственные генераторам с электронной перестройкой. Нетрудно видеть, что напряжения $U_к$, падающие на каналах полевых транзисторов, не превышают

$$U_к \simeq \frac{U_{вых}}{3K_2},$$

где $U_{вых}$ — выходное напряжение генератора; K_2 — коэффициент передачи каскада с усилителем DA2.

Практически при упомянутом выше выходном напряжении амплитуда переменного сигнала на полевых транзисторах VT2, VT3 не превышает 30...40 мВ, что существенно снижает явление модуляции сопротивления канала. Коэффициент гармоник генератора в рабочем диапазоне частот не превышает 0,3 %. При изменении напряжения с выхода аттенюатора R5 от 0 до 0,6 В частота сигнала изменяется от 1600 до 2500 Гц (рис. 4).

На основе операционных усилителей DA5 и DA6 выполнены RC-генераторы опорной частоты 400 Гц и верхней граничной частоты, изменяемой переменными резисторами R47, R49 от 10 до 22 кГц. Генераторы имеют цепи стабилизации амплитуды с полевыми транзисторами VT6, VT7. Нелинейные искажения — не более 0,6 %. Амплитуда синусоидального напряжения генераторов около 1 В. Ручная установка значения верхней граничной частоты связана с необходимостью настройки магнитофонов различных групп сложности. Если для аппаратов низших групп оптимальной верхней граничной

частотой может быть 10 кГц, то для высококачественных магнитофонов, работающих на скорости 19,5 см/с, необходимо устанавливать частоту 18...20 кГц.

Сигналы преобразователя «напряжение-частота» и генераторов поступают с переменных резисторов R22, R44, R57 на сумматор, выполненный на транзисторе VT8. С помощью указанных резисторов необходимо

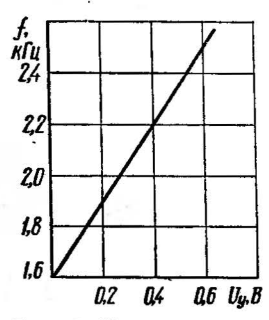


Рис. 4. Характеристика преобразователя «напряжение — частота»

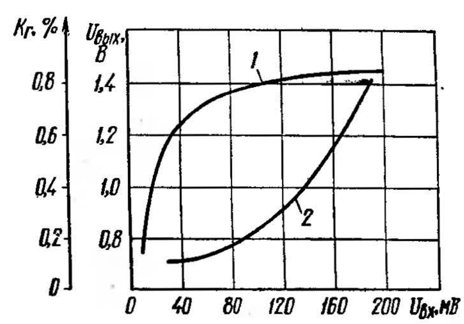


Рис. 5. Характеристики управляемого усилителя напряжения:

1 — амплитудная характеристика; 2 — зависимость нелинейных искажений

установить амплитуды сигналов около 30 мВ. Напряжение измерительного сигнала с выхода смесителя подается на переключатели SB1 и SA1. Это напряжение прикладывается к контактам разъема XS2 «Запись».

Сигнал с разъема XS3 «Воспроизведение» поступает на управляемый усилитель, выполненный на основе элементов DA3, DA4. Усилитель стабилизирует уровень сигнала с частотой 400 Гц с погрешностью не более 1,0 дБ при изменениях входного сигнала в пределах 30...200 мВ.

Стабилизация уровня осуществляется следующим образом. При увеличении амплитуды сигнала с выхода усилителя DA3 увеличивается положительный потенциал на выходе последовательно включенных фильтра нижних частот, выполненного на основе VT9, VT10, прецизионного выпрямителя на основе усилителя DA7 и фильтра нижних частот на основе усилителя DA8. Этот потенциал подается на инвертирующий вход усилителя DA4, вызывая снижение потенциала на затворе транзистора VT5, включенного в цепь отрицательной обратной связи усилителя DA3. На неинвертирующий вход усилителя

DA4 с потенциометра R33 подается опорное напряжение, задающее уровень переменного выходного напряжения управляемого усилителя. Передаточная характеристика (кривая 1) и зависимость нелинейных искажений от входного напряжения (кривая 2) управляемого усилителя представлены на рис. 5. Двухзвенный фильтр нижних частот на транзисторах VT9, VT10 имеет частоту среза около 550 Гц и крутизну амплитудно-частотной характеристики около 24 дБ/окт. Активный фильтр нижних частот на основе усилителя DA8 имеет частоту среза около 5 Гц. С расчетом и принципом работы указанных каскадов можно ознакомиться в работе [4].

Сигнал с выхода усилителя DA8 поступает на резистивный делитель R77 — R88, который необходим для того, чтобы задавать затухание на верхней граничной частоте сигнала. Напряжение с выхода делителя, снимаемое с подвижного контакта переключателя SA3, подается на инвертирующий вход компаратора, выполненного на усилителе DA12, на неинвертирующий вход которого поступает напряжение с аналогичного описанному каналу выделения сигнала верхней граничной частоты (10...22 кГц). Канал состоит из двухзвенного фильтра верхних частот, выполненного на транзисторах VT11, VT12, имеющего частоту среза около 6 кГц и крутизну амплитудно-частотной характеристики около 24 дБ/окт, прецизионного выпрямителя на основе усилителя DA11 и пассивного фильтра нижних частот R107, C36. В режиме воспроизведения сигналограммы в момент равенства напряжений с выходом описанных каналов компаратор на усилителе DA12 изменяет состояние, вызывая появление на катодах вентилей VD10, VD11 положительного импульса независимо от полярности изменения напряжения на выходе усилителя DA12. Импульс поступает на вход ключа на транзисторе VT15, срабатывание которого приводит к установке триггера DD1 по входу S. Сброс триггера производится вручную кнопкой SB2.

На основе операционных усилителей DA9, DA10 выполнен полосовой фильтр, выделяющий тест-сигнал. Граничные частоты фильтра около 1,4 и 2,7 кГц, крутизна скатов около 22 дБ/окт. Затухание сигнала, создаваемое на частотах 400 и 10 000 Гц, не менее 38 дБ. Тест-сигнал с выхода полосового фильтра поступает на преобразователь частоты в напряжение. Этот преобразователь состоит из включенных последовательно усилителя-огра-

ничителя DA13, одновибратора, выполненного на усилителе DA14, ключевого каскада на транзисторе VT14 и фильтра нижних частот на усилителе DA15. Длительность импульса на выходе одновибратора определяется элементами C39, R118, полярность импульса отрицательная. Подробно с функционированием и расчетом одновибраторов можно познакомиться в работе [4]. После инвертирования каскадом на транзисторе VT14 прямоугольные импульсы поступают на фильтр нижних частот с частотой среза около 10 Гц. Фильтр на усилителе DA15 выделяет постоянную составляющую сигнала с выхода инвертора VT14. Поскольку длительность и амплитуда импульса с выхода инвертора неизменны, напряжение на выходе усилителя DA15 прямо пропорционально частоте входного тест-сигнала. Полученное напряжение через нормально замкнутые контакты геркона K1 подается на вход аналогового запоминающего устройства.

Запоминающее устройство представляет собой накопительный конденсатор C43 с малой утечкой, нагруженный на операционный усилитель DA16 с высокоомным входом, включенный повторителем напряжения. Время хранения информации с погрешностью, не превышающей 1 %, не менее 20 мин. Запоминание сигнала происходит после установки триггера DD1 в нулевое состояние по входу R и размыкания контактов геркона K1.1 в режиме «Воспроизведение».

В момент равенства напряжений на входах компаратора DA12 триггер DD1 устанавливается в единичное состояние по входу S. Ключ на транзисторе VT16 открывается, при этом по обмотке геркона K1 и по цепи светодиода VD18 протекает ток. Контакты геркона K1.1 размыкаются и на запоминающем устройстве сохраняется выходной потенциал преобразователя частоты в напряжение, соответствующий искомой силе тока подмагничивания и задаваемой амплитудно-частотной характеристике магнитофона. Свечение светодиода VD18 указывает на то, что информация о величине оптимальной силы тока подмагничивания занесена в запоминающее устройство. Резистор R134 ограничивает ток светодиода на уровне 10...15 мА.

Напряжение с выхода запоминающего устройства подводится к индикатору PA1 в третьем положении переключателя SA1. В первом, втором и четвертом поло-

жениях переключателя SA1 индикатором контролируется выходной сигнал преобразователя частоты в напряжение. Потенциометром R127 на инвертирующий вход усилителя DA15 задается начальное смещение, компенсирующее напряжение на выходе фильтра, возникающее вследствие того, что наименьшая частота тест-сигнала и соответствующее ей напряжение на выходе преобразователя «частота-напряжение» отличны от нуля.

Полярность рабочего напряжения на выходе усилителя DA16 — отрицательная. Для исключения повреждения индикатора PA возможными положительными всплесками напряжения последовательно с индикаторной головкой включен диод VD16.

Цепи коррекции операционных усилителей DA1 — DA11, DA14 — DA15 подключены между выводами 12 и общим проводом и состоят из последовательно включенных резистора сопротивлением 56 Ом и конденсатора емкостью 1500 пФ ($C_к$, $R_к$), не показанных на схеме (рис. 3). Операционные усилители DA12, DA13, DA16 цепей коррекции не имеют. Напряжения питания всех операционных усилителей +6,3, —6,3 В.

Настройку прибора начинают с проверки прохождения сигнала высокочастотного подмагничивания с выходного контакта XS1. Амплитудно-частотная характеристика фильтра верхних частот должна иметь частоту среза, находящуюся в пределах 30...40 кГц. Корректировка этой частоты возможна с помощью небольшого изменения емкостей конденсаторов C1 — C3. Значение выпрямленного напряжения двухполупериодного выпрямителя зависит от типа настраиваемого аппарата. Указанное напряжение имеет положительную полярность и для кассетного магнитофона составляет несколько вольт. На эмиттере транзистора VT1 это напряжение снижается приблизительно на 0,6 В.

Преобразователь «напряжение-частота», выполненный на элементах VT2 — VT4 и DA1, DA2, представляет собой управляемый синусоидальный генератор. Гармоники выходного напряжения этого генератора попадают в полосу пропускания фильтра верхних частот UZ2 и могут увеличить погрешность установки тока. Для минимизации указанного вида погрешности проводимость канала транзистора VT4 линеаризуется цепью R14, R15. Если в процессе настройки коэффициент гармоник превышает 0,2 %, может понадобиться подбор сопротив-

лений этих резисторов, а также резистора R12. При несовпадении зависимости частоты генерации от управляющего напряжения с приведенной на рис. 4 достаточно подобрать емкости конденсаторов C5, C6 моста Вина.

Генераторы опорной и верхней граничной частот также выполнены с использованием частотозадающего моста Вина на элементах R37, R38, C10, C11 и R47, R4, C12, C13 и усилителей DA5, DA6 соответственно. Амплитуда выходного напряжения генераторов может регулироваться резисторами, включенными последовательно с каналом полевого транзистора. Коэффициент гармоник при номинальном выходном уровне сигнала 0,5...1 В не должен превышать 0,5...0,6 %. Генераторы, собранные на исправных элементах, работоспособны сразу после включения. Генератор верхней граничной частоты должен перестраиваться по частоте сдвоенным потенциометром R47, R49, в любом положении которого должна наблюдаться устойчивая генерация. Последнее обеспечивается с помощью подбора сдвоенных резисторов, разбаланс сопротивлений которых не должен превышать 10...15 %. Лучшие результаты дает замена потенциометра на набор дискретно переключаемых резисторов. Отсутствие либо чрезмерно высокая амплитуда колебаний в большинстве случаев обусловлены отказами или неверным включением элементов цепи отрицательной обратной связи. Если необходимо снизить нелинейность колебаний генераторов, следует увеличить сопротивление резисторов R40, R52. Снижение коэффициента гармоник дает также замена полевых транзисторов в цепи автоматической регулировки на другие, с большим напряжением отсечки. Сумматор сигналов на транзисторе VT8 настройки не требует.

После настройки рассмотренных узлов необходимо проверить работоспособность канала выделения опорной частоты, содержащего ФНЧ на транзисторах VT9, VT10, вентиль VD6 и ФНЧ на усилителе DA8. Эти функциональные элементы, выполненные на исправных элементах, никакой специальной настройки не требуют. Достаточно проконтролировать полосу пропускания первого из упомянутых ФНЧ, частота среза характеристики которого должна быть около 550 Гц, а крутизна среза около 24 дБ/окт. В случае отклонения частоты среза от дан-

ного значения необходимо подобрать емкости конденсаторов C16—C19.

Затем контролируется функционирование управляемого усилителя на микросхемах DA3, DA4. Для этого на неинвертирующий вход усилителя DA3 от звукового генератора подают сигнал с частотой 400 Гц. Увеличение уровня сигнала от 10 до 200 мВ должно приводить к росту напряжения на выходе усилителя DA8 и инвертирующем входе усилителя DA4. Одновременно потенциал затвора транзистора VT5 понижается. Последнее приводит к увеличению степени отрицательной обратной связи и снижению коэффициента передачи усилителя. Коэффициент сжатия можно увеличить путем увеличения сопротивлений резисторов R29 и R36. В последнем случае растет усиление в петле автоматической регулировкн амплитуды, поэтому чрезмерное увеличение R36, приводящее к росту коэффициента усиления DA4, может вызвать самовозбуждение на низких частотах. Увеличение сопротивления резистора R26 приводит к снижению коэффициента гармоник усилителя, однако уменьшает коэффициент сжатия динамического диапазона. Некоторое снижение коэффициента гармоник можно получить подбором соотношения сопротивлений резисторов R27, R28 в цепи отрицательной обратной связи транзистора VT5.

Канал выделения сигнала с верхней граничной частотой, содержащий фильтр на транзисторах VT11, VT12, вентиль на операционном усилителе DA11 и пассивный фильтр R107, C35, настраиваются аналогично настройке канала выделения опорной частоты, описанной выше. Необходимо убедиться, что частота среза фильтра около 6 кГц.

После этого проверяют функционирование полосового фильтра на усилителях DA9, DA10, выделяющего тест-сигнал. Правильно собранный фильтр настройки не требует. Нужно обратить внимание на то, что конденсаторы C27, C28 образованы параллельным соединением конденсаторов емкостью 0,05, 0,022 и 0,015 мкФ. При замене указанных конденсаторов на другие может потребоваться подбор сопротивлений резисторов R92, R93 до получения верхней частоты среза, равной 2,7 кГц. Нижняя частота среза полосового фильтра должна устанавливаться вблизи 1,4 кГц.

Настройку компаратора на усилителе DA12 целесообразно проводить следующим образом. Инвертирующий вход усилителя DA12 подключается к земляной шине через резистор сопротивлением 10...20 кОм, а неинвертирующий вход DA12 замыкается с инвертирующим входом микросхемы. Затем на входы DA12 подается положительное напряжение около 0,5 В. К выходу микросхемы подключается осциллограф. Регулировкой балансировочного потенциометра R109 добиваются возникновения на экране осциллографа прямоугольных импульсов наибольшей амплитуды. Такая настройка минимизирует сдвиг порога срабатывания компаратора. Одновременно следует проконтролировать появление перепадов напряжения на выходе транзистора VT13, совпадающих с фронтами импульсов на выходе компаратора DA12.

Компаратор на усилителе DA13, основное назначение которого состоит в предельном ограничении синусоидального сигнала полосового фильтра, и одновибратор на основе усилителя DA14 специальной настройки не требуют. Фильтр нижних частот на усилителе DA15, собранный согласно принципиальной схеме, также в настройке не нуждается. Регулировкой подстроечного резистора R127 необходимо произвести установку в нуль индикаторной головки прибора PA1.

В заключение необходимо проверить функционирование триггера DD1 с исполнительными цепями. При нажатии кнопки SB2 происходит опрокидывание триггера DD1 по входу R. Срабатывание компаратора DA12 должно вызвать появление на входе S триггера DD1 отрицательного перепада, приводящего его в состояние логической 1. Одновременно включается геркон K1 и загорается светодиод HL1. Схема запоминающего устройства на усилителе DA16 настройки не требует.

Детали и конструкция. В приборе могут быть использованы резисторы МЛТ-0,25 или МЛТ-0,125 с допускаемым отклонением от номинала не более +10 %. Резисторы R77 — R88 должны быть подобраны с погрешностью не более ±1 % со следующими значениями сопротивлений (кОм): R77 — 4,5; R78 — 3,94; R79 — 3,44; R80 — 3,28; R81 — 2,87; R82 — 2,46; R83 — 2,21; R84 — 2,0; R85 — 1,78; R86 — 1,54; R87+ +R88 — 14,3.

Подстроечные резисторы балансировки ОУ R109,

а также R22, R45, R57 — любого типа, например СП3-16, СП3-22, СП3-27.

Сдвоенный резистор R47, R49 должен иметь разбаланс сопротивлений не более ±20 %. Указанный резистор может быть заменен на дискретно переключаемый набор сопротивлений. Переменный резистор R5 любого типа, например СП3-12.

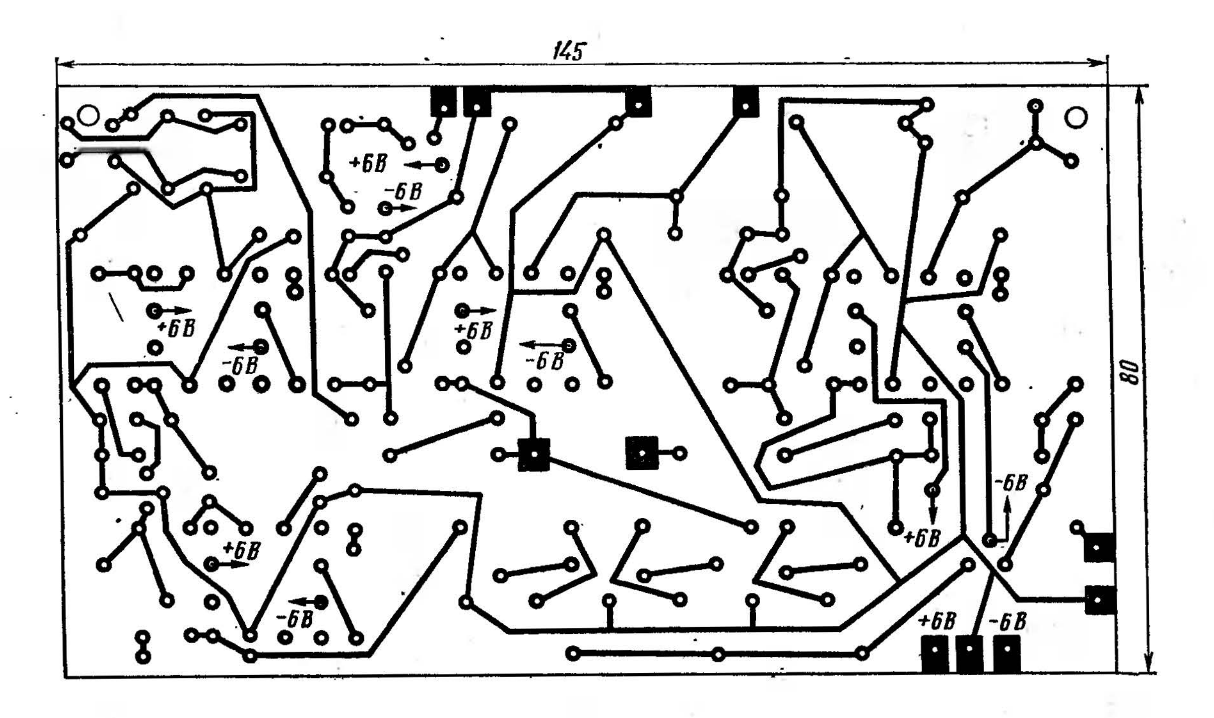
Конденсаторы С1 — С3 КТ1 или же КТК, КМ и др. Конденсаторы С10, С11, С12, С13 с высокой термостабильностью — К22У-1, возможна замена на КСО-3 (С16 — С19, С23 — С29) и К73-17 (С30 — С33); возможно использование металлобумажных конденсаторов. Остальные конденсаторы — керамические типа КМ, КЛС.

Переключатели SB1, SB2 — клавишные П2К, SA1 — галетный малогабаритный ПГК 5П2Г, SA3 — ПГК 11П1Н. Использование только двух электрических позиций из четырех у переключателя SA1 связано с тем, что переключение SA1 от одной размеченной на передней панели позиции к другой по часовой стрелке указывает оператору на режим, в котором работает прибор и «подсказывает» оставшиеся операции по установке силы тока подмагничивания. Это уменьшает возможность ошибок. Если этот фактор несуществен, переключатель SA1 можно заменить на двухпозиционный.

В качестве измерительной головки РА1 можно использовать любой микроамперметр с током полного отклонения 50...500 мкА.

Транзисторы VT1, VT8, VT14 — VT16 серии КТ315Б с коэффициентом передачи тока 100...300 могут быть заменены на транзисторы серий КТ312, КТ3102. Элементы VT9, VT10, VT11, VT12 — сдвоенные транзисторы КТ118В, могут заменяться на одиночные кремниевые транзисторы с изменением полярности питания, если это необходимо. Полевые транзисторы VT4 — VT7 — КП303В. Вместо них можно применить транзисторы с другими буквенными индексами и напряжением отсечки 0,8...2,0 В, а также полевые транзисторы серии КП302. Вместо согласованных полевых транзисторов VT2 — VT3 КПС104В могут быть использованы подобранные по напряжению отсечки с погрешностью не хуже ±10 % полевые транзисторы КП303В, Г.

Вместо усилителей DA1 — DA12, DA14 серии К140УД1А могут использоваться другие микросхемы общего применения, например К140УД6, К140УД7.



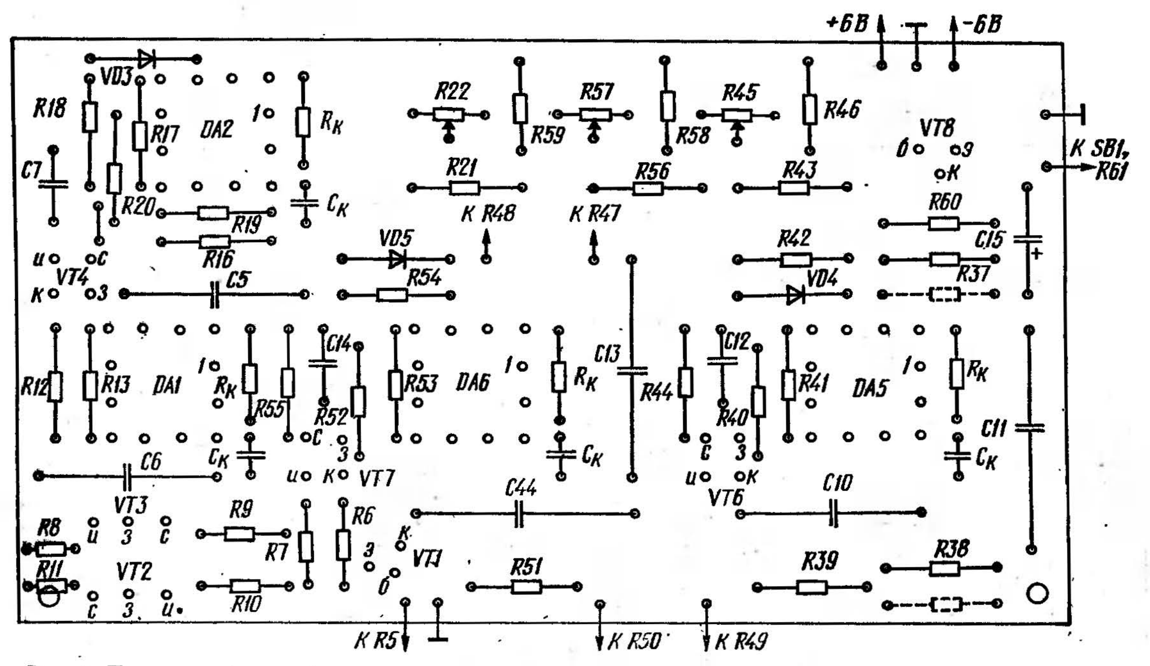
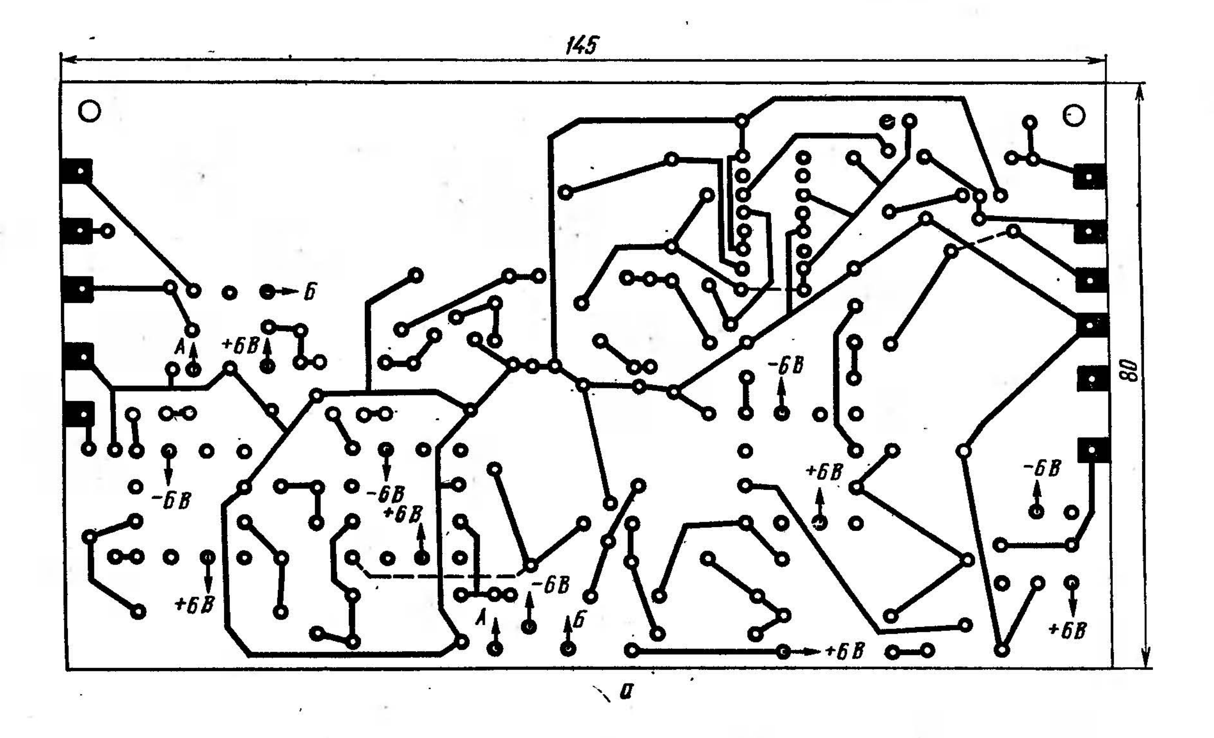


Рис. 6. Плата генераторов.



3 6-2566

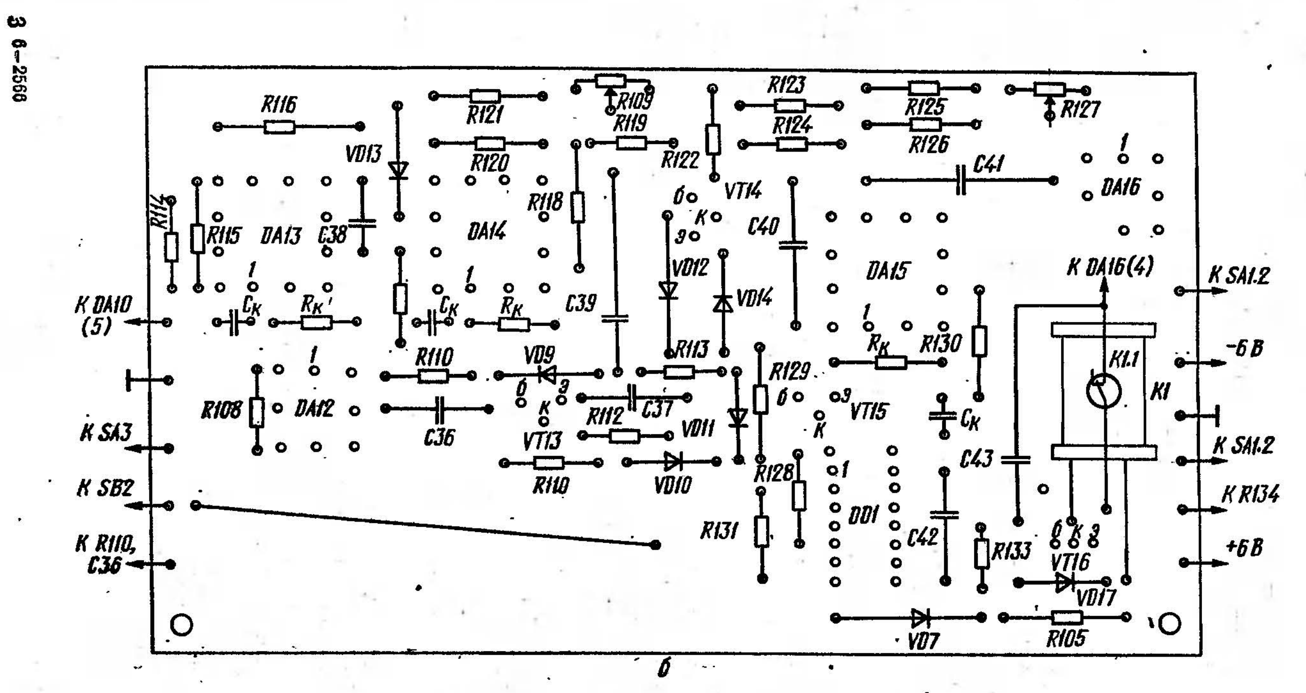
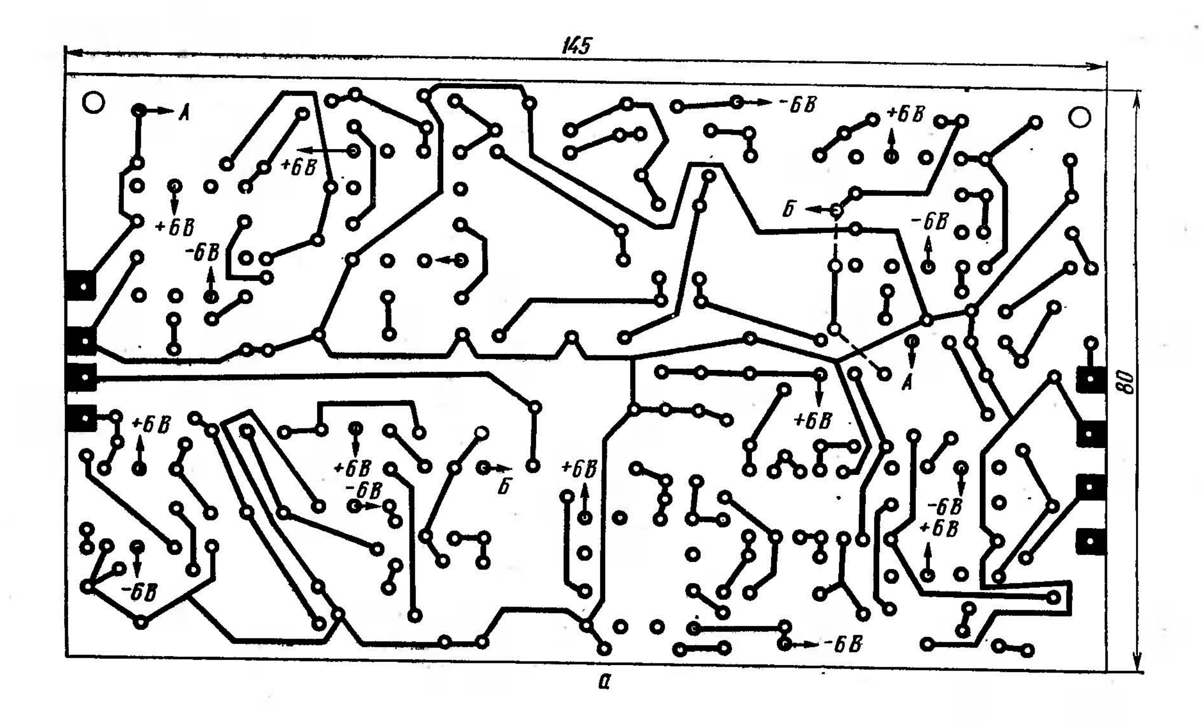


Рис. 7. Плата обработки сигналов



3*

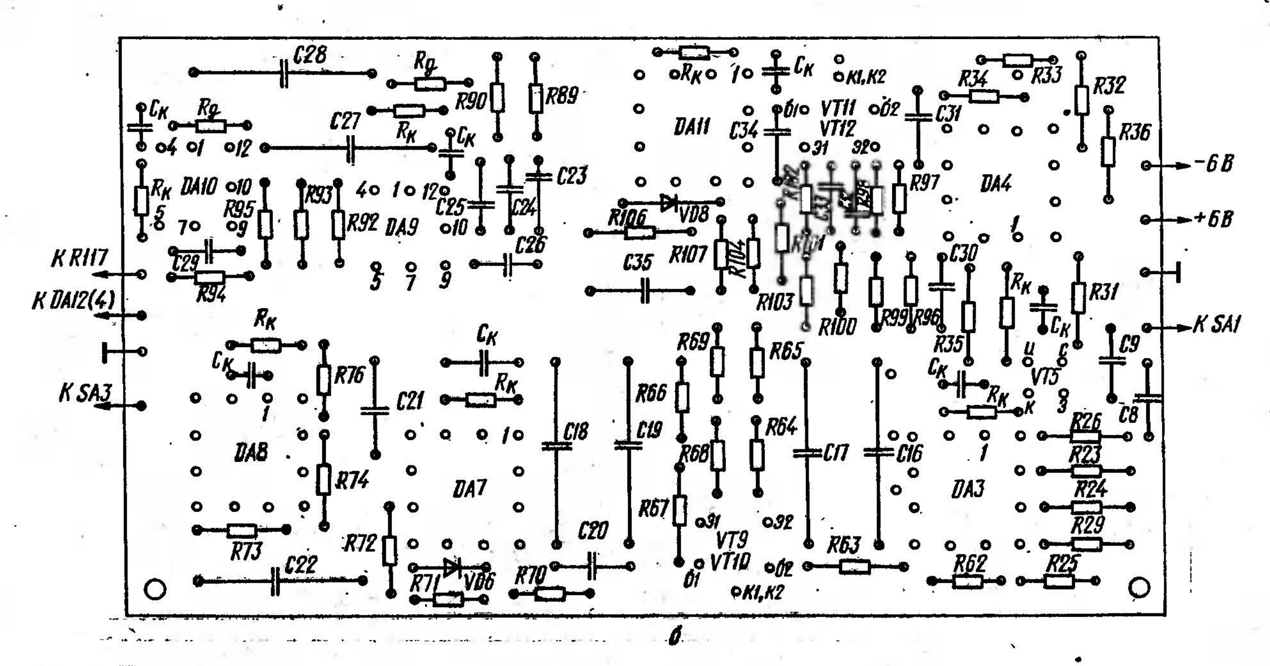


Рис. 8. Плата фильтров

Вместо усилителей DA13, DA16 с полевыми транзисторами на входе серии К140УД8Б могут быть использованы микросхемы К544УД1Б, К544УД2Б, К574УД1А. Триггер DD1 — К155ТМ2. Полупроводниковые диоды VD1 — VD3, VD9 — VD11, VD16 — Д18 или же Д311, Д312. Диоды VD4—VD6, VD8, VD12—VD15, VD17 должны быть Д220, возможна замена на любые маломощные кремниевые диоды, иапример серий КД503, КД521, КД522. Геркон К1 — с нормально замкнутыми коитактами типа КЭМ-3«0» и током срабатывания 10... 12 мА. Обмотка геркона имеет 5000 витков провода ПЭВ-0,09 на каркасе диаметром 5 мм и длиной 21 мм, активное сопротивление обмотки 300 Ом.

Прибор собран на дюралюминиевом шасси размерами 300×180 мм, на котором закреплены задняя стенка с гнездом предохранителя и выводом сетевого провода и передняя стенка с органами управления, индикаторной головкой и входными коаксиальными разъемами СР50-73 ФВ.

Прибор смонтирован на трех печатных платах, чертежи которых представлены иа рис. 6, 7, 8. Элементы коррекции операционных усилителей обозначены символами $C_к$, $R_к$. Блок питаиия может быть собран по любой схеме, обеспечивающей напряжение ±6,3 В, ток в нагрузку не менее 150 мА и уровень пульсаций — не более 2 мВ. Сетевой трансформатор прибора выполнен на магнитопроводе ШЛР 16×20. Первичная обмотка содержит 2640 витков провода ПЭВ-2 диаметром 0,1 мм, вторичиая — 2×110 витков провода ПЭВ-2 0,35.

Литература

1. Мазо Я. А. Магнитная лента.— М.: Энергия, 1975.
2. Василевский Д. П. Частотные предыскажеиия и коррекция в магнитофонах.— М.: Энергия, 1978.
3. Нездатный Ю. В. Оптимизация тока подмагничивания в магнитофонах с универсальным трактом.— Радио, 1981, № 11.
4. Кофман Р., Дрискол Д. Операционные усилители и линейиые нитегральные схемы.— М.: Мир, 1979.

ФАЗОВЫЙ МЕТОД РАСЧЕТА РАЗДЕЛИТЕЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ АКУСТИЧЕСКИХ СИСТЕМ

А. ВАХРАМЕЕВ

В последние годы значительно возросли требоваиия к качеству аппаратуры звуковоспроизведения. В первую очередь это относится к ширине рабочего диапазона частот и величине нелинейных и фазовых искажеиий. Качество воспроизведения в значительной степени зависит от конструктивного исполнения акустических систем (АС). В частности, для воспроизведения низких, средних и высоких частот нашли широкое применение многополосные АС, в которых устанавливаются по две, три и более динамических головок. Для разделения полос звукового спектра динамические головки включаются через разделительные фильтры первого, второго или более высокого порядка. Однако, как известно, точное разделение частот сложного звукового сигнала на граничной частоте раздела f_p выполнить невозможно (рис. 1). Поэтому между соседними полосами воспроизведения динамических головок имеется зона совместного действия.

Сигнал с частотой раздела f_p обе головки воспроизводят с примерно равным уровнем. На других частотах зоны совместного действия уровни сигналов, подаваемых на головки, резко отличаются друг от друга по амплитуде. Для идеального воспроизведения звука в зоне совместного действия должны быть обеспечены условия для синфазной по звуковому давлению работы обеих головок (в дальнейшем — синфазная работа головок), т. е. между токами головок не должно быть фазового сдвига, а зона совместного действия должна быть как можно меньше. Однако выполнить эти условия весьма затрудиительно.

Фильтры первого порядка (рис. 1, а) просты, их амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) имеют пологую форму, и благодаря этому зоны совместного действия динамических головок относительно широки. Например, зона совместного действия низкочастотной BA1 и среднечастотной BA2 головок примерно равна 50... 5000 Гц (рис. 1, б). Для АС, содержащих три динами-

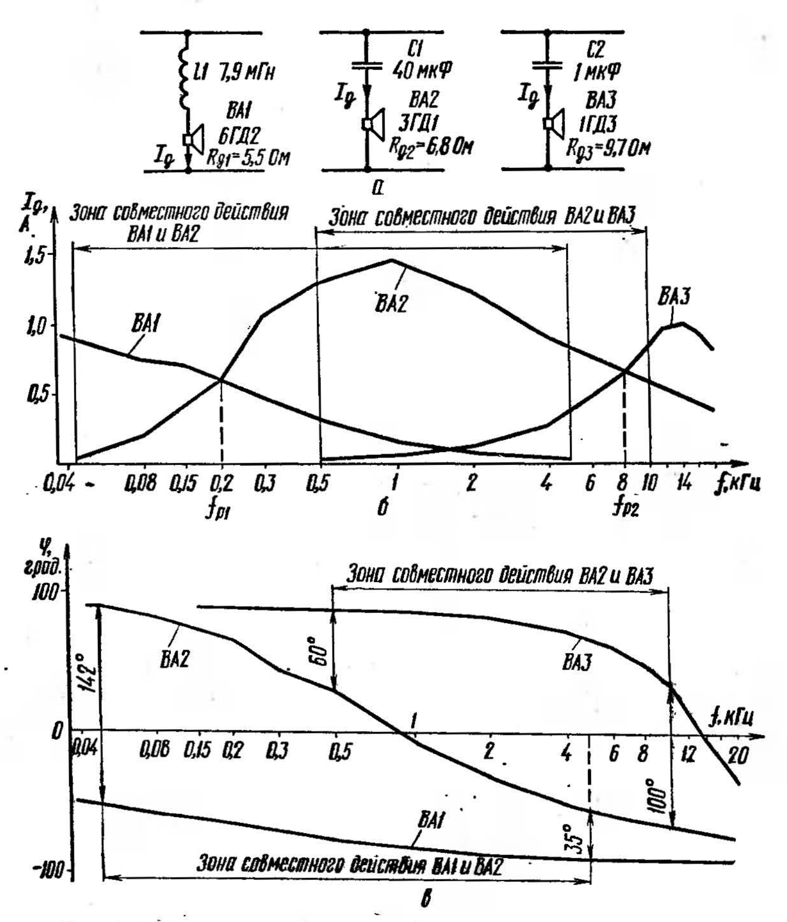


Рис. 1. Простые разделительные фильтры:

а — прииципиальные схемы; *б* — амплитудно-частотные характеристики; *в* — фазочастотные характеристики

ческие головки, могут быть зоны одновременного действия всех трех головок (рис. 1, б, 500...5000 Гц) *.

В таких разделительных фильтрах последовательно с низкочастотной (НЧ) головкой BA1 включается дроссель L1, индуктивиое сопротивление которого прямо пропорционально частоте. Как известно, в цепях с индуктивным сопротивлением ток отстает от приложенного

* Амплитудно-частотные характеристики строились до уровня сигналов практической слышимости звучания динамических головок.

напряжения, а в цепях, содержащих емкость,— опережает напряжение. Следовательно, амплитуда тока и угол сдвига между током и приложенным напряжением не остаются постоянными и находятся в сложной зависимости от частоты.

Например, для простых разделительных фильтров фазочастотная характеристика (ФЧХ) имеет вид, представленный на рис. 1, в. В зоне совместного действия 50...5000 Гц, в зависимости от частоты, угол φ сдвига фаз между токами, проходящими по головкам BA1 и BA2, изменяется соответственно от 142 до 35°. Аналогичная картина наблюдается и между фазочастотными характеристиками головок BA2 и BA3. Угол сдвига фаз между токами головок на краях зоны совместного действия составляет 60 и 100°. Очевидно, что угол сдвига фаз между токами головок BA1 — BA2, BA2 — BA3 чрезмерно велик и зависит от частоты, следовательно, синфазная по звуковому давлению работа головок в зоне совместного действия не обеспечена.

Если ток в первой головке изменяется по закону $I_1 \sin \omega t$, а во второй — $I_2 \sin (\omega t+\varphi_{1-2})$, следовательно, между токами динамических головок существует фазовый сдвиг на угол φ_{1-2} и в этом случае в окружающем пространстве звуковое давление будет пропорционально так называемому эквивалентному току $I_э$

$$I_э = I_1 \sin \omega t + I_2 \sin (\omega t + \varphi_{1-2}) = I_м \sin (\omega t + \alpha),$$

амплитуда которого $I_м$ определяется из выражения

$$I_м = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_1 I_2 \cos \varphi_{1-2}},$$

а угол между эквивалентным током и током первой головки можно определить таким образом:

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{I_2 \sin \varphi_{1-2}}{I_1 + I_2 \cos \varphi_{1-2}},$$

т. е. угол α зависит не только от угла сдвига фаз между составными токами φ_{1-2}, но и от соотношения их амплитуд I_1/I_2. В зоне совместного действия динамических головок угол сдвига фаз может изменяться в пределах от 0 до φ_{1-2} в зависимости от соотношения амплитуд токов и, следовательно, при звуковоспроизведении будут внесены искажения оригинала записи.

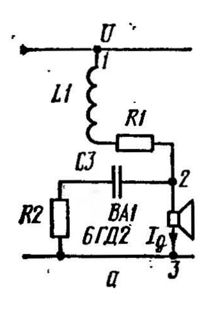


Рис. 2. Разделительный фильтр второго порядка:

а — принципиальная схема; *б* — амплитудно-частотная характеристика низкочастотной динамической головки BA1: *1* — основной вариант по схеме рис. 2, а (L1 = 7,9 мГн, R1 = 1,45 Ом, C3 = 50 мкФ, $R_д$ = 5,5 Ом, R2=0); *2* — то же, но при C3=100 мкФ; *3* — то же, но при C3=25 мкФ; *4* — то же, но при R2=5 Ом; *5* — то же, но при R1=5 Ом; *в* — зависимость угла сдвига фаз между током нижних частот и напряжением, приложенным к фильтру: *1* — основной вариант (L1=7,9 мГн, R1=1,45 Ом, C3=50 мкФ, $R_д$=5,5 Ом, R2=0); *2* — то же, но при C3=100 мкФ; *3* — то же, но при C3=25 мкФ; *4* — то же, но при R2=5 Ом; *5* — то же, но при R1=5 Ом

$I_д$, A
1,0
0,5
0,04 0,08 0,15 0,2 0,3 0,5 1 2 4 6 8 f, кГц
б

0,04 0,08 0,15 0,2 0,3 0,5 1 2 4 6 8 10 12
f, кГц
-100
-200
φ, град
в

Применение разделительных фильтров второго порядка повышает крутизну спада амплитудно-частотных характеристик и уменьшает зону совместного действия динамических головок. Тем самым создаются условия для более четкого разделения частот. Для низкочастотного разделительного фильтра второго порядка (рис. 2,а) полное сопротивление динамической головки BA1 равно

$$Z_д = R_д + jx_д = R_д + j2\pi f L_д,$$

где $R_д$, $X_д$ и $L_д$ — активное, индуктивное сопротивление и индуктивность катушки динамической головки.

Полное сопротивление дросселя L_1:

$$Z_L = Z_{1-2} = R_1\, jx_{L1} = R_1 + j2\pi f L_1,$$

где L_1 — индуктивность дросселя; R_1 — суммарное активное сопротивление обмотки дросселя и дополнительно включаемого регулировочного резистора.

Реактивное сопротивление емкости конденсатора C3 равно

$$x_{C3} = j\frac{1}{2\pi f C_3}.$$

Ток, проходящий через динамическую головку между точками 2, 3, равен

$$I_д = \frac{U_{2-3}}{Z_д} = \frac{U_{1-3}(R_3 - jx_{c3})}{\left[\frac{(R_д + jx_д)(R_2 - jx_{c3})}{(R_д + jx_д) + (R_3 - jx_{c3})} + (R_1 + X_{L1})\right] \times [(R_д + jx_д) + (R_3 - jx_{c3})]}. \quad (1)$$

При известных параметрах элементов разделительного фильтра и динамической головки могут быть рассчитаны и построены амплитудно- и фазочастотные характеристики (рис. 2, б, в).

В формуле (1) присутствуют реактивные сопротивления конденсатора C3, дросселя L1 и катушки динамической головки BA1, которые находятся в сложной зависимости от частоты. Вследствие этого в фильтрах второго порядка угол сдвига фаз между током динамической головки и приложенным напряжением не остается постоянным и в зависимости от частоты изменяется в широких пределах. Так, например, для низкочастотного разделительного фильтра угол сдвига фаз между током динамической головки и приложенным к фильтру напряжением в зависимости от частоты может изменяться

в пределах от —10 до —270° на частотах 20 и 20 000 Гц соответственно (рис. 2, в). Для среднечастотной динамической головки этот угол может изменяться от +110 до —75° на частотах 80 и 20 000 Гц (рис. 3), а для высокочастотной — от +135 до —50° (на 150 и 20 000 Гц). Таким образом, угол сдвига фаз между током низкочастотной динамической головки и напряжением, приложенным к фильтру, при изменении частоты подаваемого

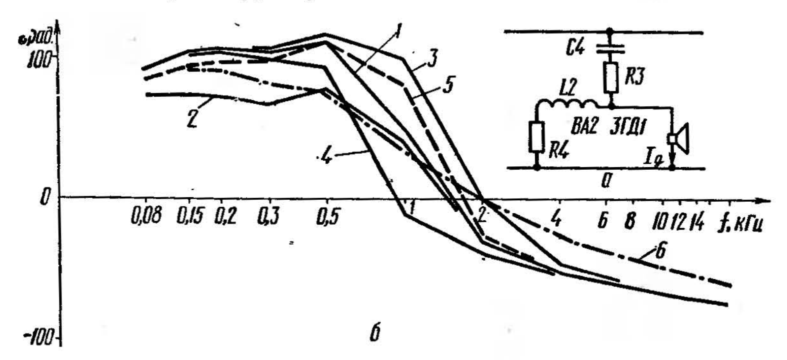


Рис. 3. Разделительный фильтр средних частот второго порядка:

а — принципиальная схема; *б* — зависимость угла сдвига фаз между током и напряжением, приложенным к фильтру: *1* — основной вариант (C4=40 мкФ, L2=0,9 мГн, R4=0,75 Ом, $R_д$=6,8 Ом, R3=0); *2* — то же, но при C4=20 мкФ; *3* — то же, но при C4=20 мкФ; *4* — то же, но при C4=80 мкФ; *5* — то же, но при L2=0,6 мкФ; *6* — то же, но при R3=5 Ом

напряжения может изменяться на 260°, а для среднечастотной и высокочастотной головок этот же угол изменяется на 185°. Это обстоятельство является основной причиной несинфазной работы динамических головок в зоне их совместного действия.

Изменением параметров элементов разделительных фильтров можно регулировать фазочастотную характеристику каждой динамической головки. Благодаря этому имеется возможность получения идентичных характеристик головок и, тем самым, обеспечения условий синфазности их работы в зоне совместного действия. Так, для низкочастотного разделительного фильтра по схеме рис. 2,а фазочастотная характеристика претерпевает следующие изменения:

при увеличении емкости конденсатора С3 (кривая 2) центральная часть характеристики смещается параллельно влево;

уменьшение емкости конденсатора C3 (кривая 3) смещает параллельно центральную часть характеристики вправо;

при увеличении сопротивления резистора R1 и уменьшении индуктивности дросселя L1 левая часть смещается в область малых значений углов с одновременным смещением центральной части вправо (кривая 5);

включение резистора R2 последовательно с конденсатором C3 смещает правую часть характеристики (кривая 4) в область меньших углов.

При изменении параметров разделительных фильтров происходит коррекция не только фазочастотной характеристики, но и деформация амплитудно-частотной характеристики. Так, на рис. 2,б:

от увеличения емкости конденсатора C3 (кривая 2) незначительно возрастает амплитуда тока, полоса пропускания частот уменьшается; при уменьшении емкости конденсатора C3 (кривая 3) ток уменьшается, а полоса пропускания увеличивается;

увеличение сопротивления резистора R1 снижает максимальное значение амплитуды тока, не оказывая влияния на полосу пропускания фильтра (кривая 5);

уменьшение индуктивности дросселя L1 сопровождается увеличением амплитуды тока и расширением полосы пропускания фильтра и т. д.

Электрические схемы разделительных фильтров для среднечастотной и высокочастотной динамических головок могут быть одинаковыми, отличаясь лишь значением параметров элементов (рис. 3,а). Для такой схемы значение силы тока головки может быть рассчитано по формуле

$$I_д = \frac{U_{1-3}(R_4 + jx_{L2})}{\left[\frac{(R_д + jx_д)(R_4 + jx_{L2})}{(R_д + jx_д) + (R_4 + jx_{L2})} + (R_з - jx_{c4})\right] \times [(R_д + jx_д) + (R_4 + jx_{L2})]}. \quad (2)$$

При емкости конденсатора C4=40 мкФ для динамической головки 3ГД1 фазочастотная характеристика похожа по форме на характеристику низкочастотной головки, однако она смещена в область положительных значений углов. Изменение параметров элементов разделительного фильтра оказывает влияние на фазочастотную характеристику (рис. 3,б) следующим образом:

увеличение емкости конденсатора С4 (кривая 4) смещает центральную часть характеристики в область низких частот;

уменьшение индуктивности дросселя L2 (кривая 5) смещает центральную часть в область высоких частот и левый конец характеристики в область меньших значений углов φ;

увеличение активного сопротивления головки $R_д$ (или сопротивления резистора, включенного последовательно с ней) перемещает всю характеристику параллельно в сторону увеличения угла сдвига тока;

увелнчение сопротивления резистора R3 (кривая 6) спрямляет характеристику, смещая правую и левую части в сторону меньших значений угла.

Влияние изменений параметров этих же элементов на амплитудно-частотную характеристику следующее:

увеличение емкости конденсатора С4 ведет к возрастанию максимального значения амплитуды характеристики, резкому повышению ее неравномерности, зона пропускания увеличивается в сторону низких частот;

увеличение активного сопротивления головки $R_д$ в незначительной степени снижает неравномерность АЧХ;

увеличение сопротивления резистора R4 снижает неравномерность АЧХ и одновременно смещает ее в сторону низких частот;

сопротивление R3 сглаживает неравномерность характеристики.

При известных закономерностях влияния изменений параметров элементов разделительных фильтров на их фазо- и амплитудно-частотные характеристики создание идентичных (совмещенных) фазовых характеристик низкочастотной и среднечастотной динамических головок не представляет особых затруднений.

Наибольшую трудность вызывает согласование фазовых характеристик высокочастотной и среднечастотной динамических головок. Оба разделительных фильтра емкостные и, естественно, идентичность их фазочастотных характеристик может наступить при одинаковых значениях емкостей конденсаторов С4, а это противоречит условию разделения частот. Поэтому одним из вариантов является установка в высокочастотном фильтре конденсатора С4 малой емкости (около 2 мкФ) и дросселя L2 с незначительной индуктивностью (менее 0,1 мГн). Изменение емкости конденсатора С4 оказывает

резкое влияние на фазовую и амплитудную характеристики. Кроме этого, могут проявляться резонансные явления, поэтому необходимо принимать меры к уменьшению неравномерности АЧХ, например, включить последовательно с конденсатором С4 (на рис. 3) резистор R3 с небольшим сопротивлением.

Вторым вариантом фазового согласования токов головок ВА2 и ВА3 является построение фильтров по

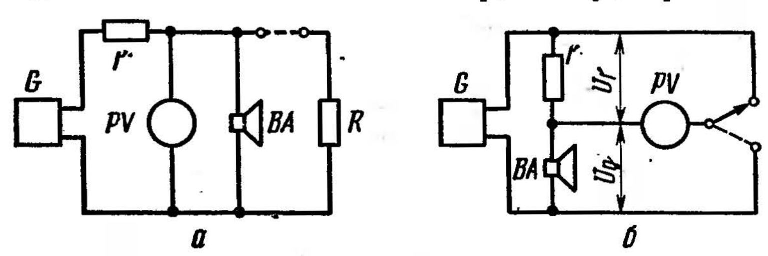


Рис. 4. Схемы измерения полного сопротивления катушек динамических головок:

а — измерение методом замещения; *б* — измерение с источником напряжения

разным схемам. Например, головку ВА3 можно включить через разделительный фильтр третьего порядка.

Порядок расчета фазо- и амплитудно-частотных характеристик акустических систем может быть следующим. Во-первых, для выполнения расчета необходимо знать активные и индуктивные сопротивления каждой динамической головки на частотах в зоне их полезной работы. Активное сопротивление может быть измерено мостом постоянного тока, омметром или другим прибором. Определение индуктивного сопротивления динамических головок связано с некоторыми трудностями, так как оно находится в сложной зависимости от частоты и от условий монтажа головки. Поэтому индуктивное сопротивление динамических головок следует определять при нормальных условиях их работы (смонтированных в ящике с закрытой задней стенкой и т. д.). На практике индуктивное сопротивление динамических головок определяется экспериментально-расчетным путем. Для этого производят измерение полного сопротивления головки по схеме рис. 4. Вспомогательное активное сопротивление r в схеме рис. 4,а должно быть больше, а в схеме рис. 4,б — меньше ожидаемого сопротивления головки в 10...20 раз. По указанным схемам снимается

зависимость полного сопротивления динамической головки от частоты.

По схеме рис. 4,а измерение осуществляется методом замещения. Устанавливая через определенные интервалы частоту звукового генератора G, вольтметром PV замеряется падение переменного напряжения иа сопротивление катушки динамической головки BA. Затем вместо головки включается переменный резистор R и изменением его сопротивления добиваются получения на нем того же значения напряжения. В этом случае активное сопротивление R равно полному сопротивлению $Z_{дi}$ динамической головки на данной частоте. Количество точек измерения определяется типом головки (НЧ, ВЧ) и неравномерностью ее характеристики. По полученному значению полного сопротивления для каждого значения частоты индуктивное сопротивление динамической головки определяется по формуле

$$x_{дi} = \sqrt{Z_{дi}^2 - R_д^2}.$$

Уровень выходного напряжения звукового генератора влияния на результаты измерений почти не оказывает. Так, при изменении напряжения от 1 до 30 В полное сопротивление динамической головки изменяется иа 5...8 %. Измерения по схеме рис. 4,б более точные, величина полного сопротивления головки равна

$$Z_{дi} = r \cdot U_{дi}/U_r.$$

По определенным значениям сопротивлений динамических головок для конкретных частот и предполагаемым параметрам элементов разделительных фильтров по формулам (1) и (2) рассчитываются фазочастотные и амплитудно-частотные характеристики. По построенным амплитудным характеристикам определяются граничные частоты раздела и зоны совместного действия динамических головок, а также неравномерность характеристик и необходимость в их выравнивании. По этим же характеристикам можно сделать заключение о крутизне разделения частот, об оценке качеств разделительных фильтров и о путях желательного изменения (смещения, сужения и т. д.).

Затем строятся фазовые характеристики и обращается особое внимание на их сближение в зоне совместного действия динамических головок. После анализа по-

строенных характеристик и при наличии каких-либо недостатков, на основе известного характера воздействия изменения элементов разделительных фильтров на их характеристики, намечается варнант корректировки и вновь просчитываются характеристики. Полученные характеристики строятся, анализируются и т. д. до получения необходимых результатов. Затем все элементы акустической системы монтируются и проводятся электрические испытания.

По изложенной методике нами были определены параметры разделительных фильтров для акустической системы на динамических головках: 6ГД2 (L1=7,9 мГн, R2=1 Ом, C3=30 мкФ, $R_д$=5,5 Ом, R1=1,45 Ом); 3ГД1 (L2=1,3 мГн, R4=1 Ом, C4=60 мкФ, $R_д$=6,8 Ом, R3=2 Ом); 1ГД3 (L2=0,08 мГн, R4=0,5 Ом, C4=2 мкФ, $R_д$=8,7 Ом, R3=1 Ом).

На рис. 5 и 6 представлены измеренные характеристики низкочастотной (НЧ — 6ГД2) и среднечастотной (СЧ — 3ГД1) динамических головок. Как видим, граничная частота деления f_{p1}=400 Гц, зона совместного действия 80...2000 Гц, а угол сдвига — между фазочастотными характеристиками составляет 150...190°. Следовательно, необходимо поменять полярность включения одной из динамических головок («повернуть» ток на 180°). Как станет ясным из согласования среднечастотной головки с высокочастотной, следует изменить полярность включения среднечастотной головки (рис. 6, перевернутая СЧ-характеристика). В этом случае угол сдвига фаз между токами головок составляет 30 и 10° соответственно на частотах 80 и 2000 Гц. Для более точного совмещения характеристик в зоне 500...2000 Гц следует увеличить сопротивление R2 до 1,3 Ом (см. рис. 2,а). Аналогично выполнено согласование фазовых характеристик средне- и высокочастотной диванических головок.

В результате согласования фазовых характеристик низко-, средне- и высокочастотной динамических головок представляется возможным создание акустической системы с высококачественным воспроизведением всего диапазона частот и «кажущимся» расширением диапазона воспроизводимых частот.

При изготовлении разделительных фильтров в качестве конденсаторов C3 и C4 необходимо использовать бумажные конденсаторы на рабочее напряжение

не менее 100 В, например МБГП-2 на 160 В. Резисторы R1—R4 можно выполнить проводом диаметром 0,4...0,6 мм из любого высокоомного сплава; намотка производится бифилярно. Дроссель в ВЧ-фильтре выполняется на лю-

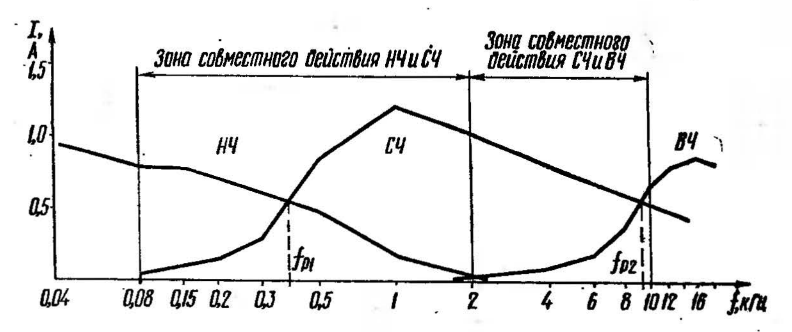


Рис. 5. Амплитудно-частотные характеристики низко-, средне- и высокочастотной динамических головок

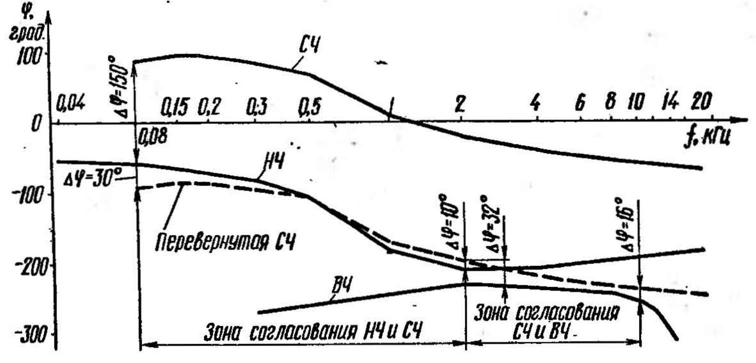


Рис. 6. Согласование фазочастотных характеристик

бом цилиндрическом каркасе медным проводом диаметром 0,6...0,8 мм (около 140 витков). Дроссель L2 СЧ-фильтра (примерно 240 витков) выполняется проводом диаметром 0,8 мм, активное сопротивление которого не должно превышать сопротивления резистора R4, так как на схеме под R4 обозначено суммарное активное сопротивление обмотки дросселя и дополнительного резистора. Если величина индуктивности окажется недостаточной при требуемом значении активного сопротивления, в катушку вставляется небольшой ферритовый сердечник.

Дроссель L1 низкочастотного фильтра выполняется на каркасе средних размеров (наружный диаметр 25...30 мм) проводом 0,8 мм. Активное сопротивление обмотки 1,45 Ом. Для повышения индуктивности в катушку вставляется ферритовый П-образный сердечник от трансформатора строчной развертки. Сердечники из других материалов (трансформаторная сталь, карбонильное железо и т. п.) применять не следует, так как с ними проявляется зависимость значения индуктивности от силы или от частоты тока. Это может привести к появлению нелинейных искажений.

Соединительные провода в фильтрах должны иметь сечение не менее 0,8 мм^2, а для соединения с усилительной аппаратурой — не менее 1,5 мм^2. Это необходимо для снижения потерь напряжения и мощности в проводах и устранения возможных взаимных влияний между фильтрами.

Совершенно недопустимо использование отдельных элементов в схемах двух фильтров, например, конденсатор С4 высокочастотного фильтра включать после аналогичного конденсатора среднечастотного фильтра (как это часто практически делается). Если это условие не выполнять, появляются взаимные влияния как на амплитудные, так особенно на фазочастотные характеристики.

ЭЛЕКТРОНИКА — АВТОЛЮБИТЕЛЯМ

ОПТРОННЫЙ ДАТЧИК ЭЛЕКТРОННОГО ЗАЖИГАНИЯ ДЛЯ АВТОМОБИЛЯ «ЖИГУЛИ»

Г. КУДИНОВ, Г. САВЧУК

В настоящее время многие автолюбители оснащают свои машины приборами электронного зажигания, приобретенными в магазине или изготовленными самостоятельно. Большинство таких устройств управляется от контактного прерывателя. Однако присущие ему недостатки — люфт вала, «дребезг» контактов и пр., уменьшают достоинства приборов электронного зажигания. Лучшие результаты получаются при управлении от бесконтактных датчиков.

В настоящей статье авторы предлагают вниманию читателей доработку серийного прерывателя-распределителя Р-125 автомобиля «Жигули» для размещения в нем оптронного бесконтактного датчика без нарушения его функциоиирования в случае работы с обычным электромеханическим зажиганием.

Доработка включает изготовление следующих деталей: держателя светодиода; стойки, на которой устанавливается фотодиод и закрепляется держатель светодиода; кольца с вырезами; технологической центрирующей оправки для установки кольца.

Держатель светодиода и стойка изготавливаются из алюминиевого сплава по чертежам рис. 1 и 2. Кольцо — из стали любой марки (рис. 3). На рис. 4 изображена подвижная пластинка прерывателя-распределителя с разметкой резьбовых отверстий для крепления стойки. Оправка представляет собой шайбу наружным диаметром 44, внутренним 19 и толщиной 5 мм. Кольцо с помощью центрирующей шайбы устанавливается иа ротор, в пластине которого через кольцо высверливают отверстия под резьбу М2,5. Кольцо на роторе можно установить только в определенном положении из-за наличия канавки на его торце. При указанных на чертеже кольца углах фотодиод начинает освещаться в момент разрыва контактов, поэтому при переходе с одной системы зажи-

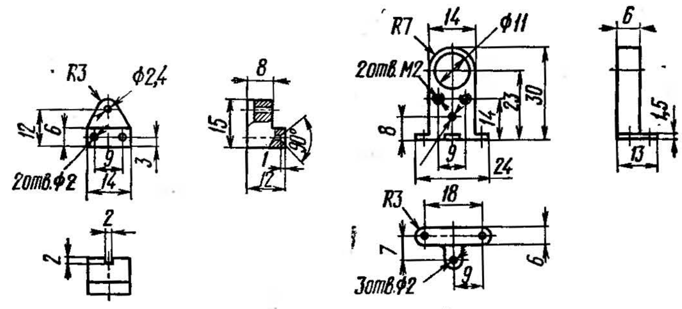


Рис. 1. Держатель светодиода

Рис. 2. Стойка

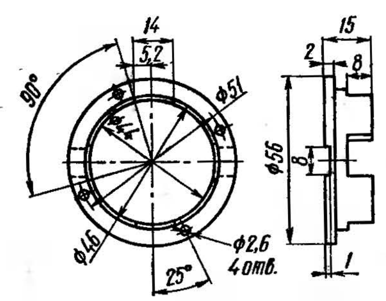


Рис. 3. Кольцо

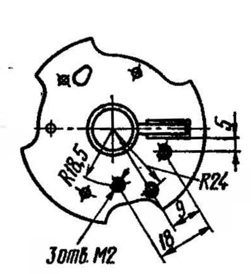


Рис. 4. Подвижная пластина

гания на другую положение прерывателя-распределителя не изменяется, т. е. угол опережения зажигания остается прежним.

При изготовлении кольца следует обратить особое внимание на то, чтобы начала вырезов, т. е. переход от неосвещенного состояния фотодиода к освещенному, были расположены строго под углом 90°. Соотношение освещенного и затемненного состояния фотодиода соответствует разомкнутому и замкнутому положениям прерывателя, поэтому датчик может работать не только с конденсаторной, но и с транзисторной системой зажигания.

В датчике использованы светодиод АЛ107А (или АЛ107Б), фотодиод ФД9 (или ФД-К-155).

При сборке датчика на держатель светодиода приклеивается клеммная колодка с тремя лепестками для крепления выводов светодиода и фотодиода. Выводы светодиода с надетыми хлорвиниловыми трубками

укладываются в паз и закрепляются эпоксидным клеем, также клеем закрепляются провода от фотодиода. Выводы от клеммной колодки припаиваются к разъему РГ1Н-1-1 со спиленным с одной стороны фланцем. Разъем устанавливается вместо клеммы низкого напряжения и крепится винтом М2 к корпусу прерывателя-распределителя, при этом крышку распределителя дорабатывать не надо.

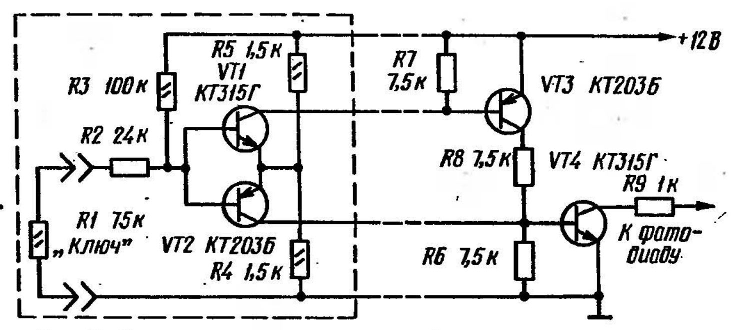


Рис. 5. Схема противоугоииого устройства

Оставшийся провод, который шел от прерывателя к клемме низкого иапряжения, можно ие отсоединять, а зажать его накоиечник между контактами прерывателя. Провод будет надежно закреплен от перемещений, а подвижной контакт отодвинется от кулачка.

При переходе иа электромеханическую систему зажигания клемма низкого напряжения устанавливается на свое место, а для крепления снятого разъема в пластине, удерживающей фетровую набивку, нарезается в удобном месте резьба М2.

Совместно с бесконтактным датчиком легко выполнить **противоугонное устройство**, напрнмер, по мостовой схеме, которая разрешает работу не просто при замыкании или размыкании какой-либо цепи, а и при подключении резистора определенного сопротивления, обеспечивающего баланс моста. Такой резистор будет являться ключом к системе зажигания. Таких мостов может быть два и более, тогда ключ будет представлять собой часть разъема с набором резисторов. Для примера на рис. 5 изображена схема одного такого моста. Все необходимые данные приведены на схеме.

При выполнении равенства $\frac{R3}{R1+R2}=\frac{R5}{R4}$ напряжение в диагонали моста равно нулю и транзисторы VT1 и VT2 закрыты. Закрыты и транзисторы VT3, VT4, при этом противоугонное устройство через транзистор VT4 не влияет на работу электронного зажигания. При извлечении «ключа» R1 или попытке заменить его резистором с другим сопротивлением баланс моста нарушается, при этом открывается один из транзисторов VT1 или VT2 (в зависимости от сопротивления резистора, включенного вместо R1). Ток коллектора транзисторов VT1, VT2 или VT3 открывает ключевой транзистор VT4, который блокирует работу электронного зажигания. Точка подключения выхода ключевого транзистора VT4 может быть различна в зависимости от схемы устройства зажигания.

При применении оптронного датчика, описанного в статье, резистор R9 следует подключить к проводу, идущему от фотодиода к блоку электронного зажигания. При этом в случае срабатывания противоугонного устройства — извлечения «ключа» — ток транзистора VT4 устанавливает выходной потенциал оптронного датчика близким к нулю, и работа электронного зажигания оказывается невозможной.

В случае использования двух и более мостов коллекторы соответствующих транзисторов объединяются.

В схеме рис. 5 вместо транзисторов КТ203Б можно использовать транзисторы КТ361Г, КТ349Б, МП105, а вместо КТ315Г подойдут КТ312В, КТ301Е или МП101Б. Резисторы R2 и R9 являются ограничительными. На схеме указан один из возможных вариантов сопротивлений резисторов моста. В реальном противоугонном устройстве сопротивления резисторов R3—R5 и R1 желательно использовать другие и хранить в тайне. При этом сопротивление резистора R3 может лежать в пределах 30...150 кОм, R1 — 6,0...120 кОм, а сумма сопротивлений резисторов R4 и R5 должна быть близкой к 3 кОм. Противоугонное устройство может размещаться в корпусе блока электронного зажигания или в любом подходящем месте. На щиток выводятся только клеммы «ключа».

ЭЛЕКТРОННЫЙ ПРЕРЫВАТЕЛЬ УКАЗАТЕЛЯ ПОВОРОТОВ

Л. ПАЩЕНКО

Наиболее распространенный в настоящее время электромеханический прерыватель указателя поворотов для автомобиля обладает рядом недостатков — низкой надежностью, обусловленной эрозией и окислением контактов, недостаточной механической прочностью разогревающейся нити, изменением частоты переключений из-за постепенного изменения характеристик нити и пружины, а также вследствие колебаний напряжения бортовой сети. Поэтому авто- и радиолюбителями разработано много различных электронных схем прерывателей, обладающих лучшей надежностью и стабильностью. Из большого многообразия таких прерывателей наиболее приемлемыми являются конструкции с бесконтактным (электронным) переключателем сигнальных ламп и автономным стабилизированным питанием генератора — датчика цикла переключений. Эксплуатационные качества таких прерывателей существенно повышаются, если их схема предусматривает использование контрольной лампы, позволяющей своевременно обнаруживать неисправности сигнальных ламп и самого прерывателя. В настоящей статье описывается прерыватель указателя поворотов, удовлетворяющий этим требованиям. Прерыватель рассчитан на трехточечное подключение в систему сигнализации (т. е. не требует спаренного переключателя), является бесконтактным, обеспечивает высокую стабильность частоты переключений в широком диапазоне изменения напряжения бортовой сети и, кроме того, снабжен звуковым генератором, выполняющим роль дополнительного канала контроля включения сигнала поворота. Данная конструкция полностью заменяет термоэлектромагнитный прерыватель автомобиля ВАЗ-2101 и может быть использован также и на автомобилях других марок.

Принципиальная схема прерывателя представлена на рис. 1. Как видно из рисунка, прерыватель состоит из датчика временного цикла переключений, выполненного на трех логических элементах 2И-НЕ (DD1.1—DD1.3) по принципу автоколебательного мультивибра-

тора [1], буферного каскада (DD1.4), усилителя тока (VT1) и мощного транзисторного ключа (VT2), нагрузкой которого являются сигнальные лампы автомобиля. Питание мультивибратора осуществляется напряжением, стабилизированным с помощью стабилитрона VD2. При этом источником питания является конденсатор C2, заряжающийся через диод VD1 при каждом цикле включения сигнальных ламп. Запирание этого диода в периоды, когда транзисторный ключ закрыт (напряжение на сигнальиые лампы не подается), препятствует разрядке этого конденсатора. Накопленной конденсатором энергии вполне достаточно для питания микросхемы DD1 (К176ЛА7). Таким образом, датчик временного цикла позволяет обеспечить стабильность частоты переключений прерывателя без применения спаренного выключателя, который обычно используется с тем, чтобы через одну из двух пар контактов подать питание на электронный датчик ритма переключений из бортовой сети независимо от цепи питания сигнальных ламп.

Для обеспечения работы контрольной лампы включення сигнала поворота эмиттер транзисторного ключа VT2 соединяется с источником питания через резистор R5. Падеиие иапряжения на нем управляет работой триода VT3, нагрузкой которого является контрольная лампа HL1. При исправной цепи сигнализации контрольная лампа горит в периоды, когда открыт транзисторный ключ. При изменении нагрузки этого ключа, вызванном обрывом в цепи сигнализации или перегоранием хотя бы одной сигнальной лампы, ток через резистор R5 уменьшается и падение напряжения на нем оказывается недостаточным для открывания триода VT3, вследствие чего контрольная лампа не горит.

На микросхеме DD2 (К176ЛА7) собран звуковой геиератор, выполненный, как и датчик цикла переключений, по принципу автоколебательного мультивибратора. Сигнал звукового генератора подается на усилитель (транзистор VT4), нагрузкой которого является капсюль телефонной трубки BA. Питаиие на микросхему DD2 подается при включении указателя поворотов через делитель R1—R8, поэтому генератор работает только тогда, когда прерывается ток через сигнальные лампы (транзистор VT2 заперт).

Использование в качестве переключателя сигнальных

ламп VT2 мощного транзистора ГТ806В (допустимый постоянный ток коллектора 15 А) позволяет применить данный прерыватель не только для обычной, но также и для аварийной сигнализации, когда нагрузка на выходной каскад значительно возрастает.

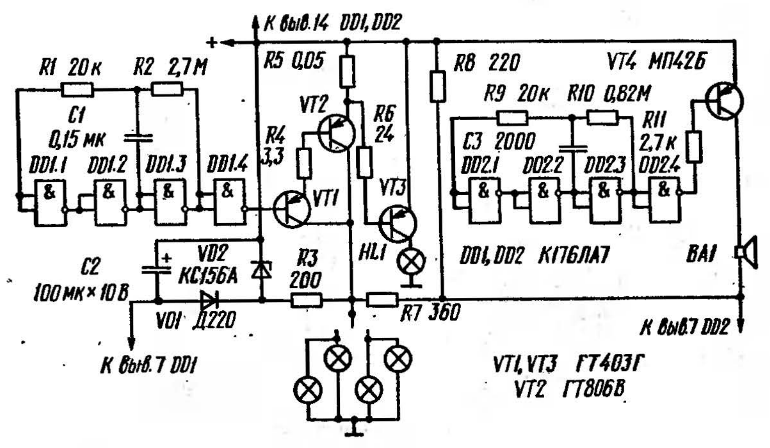


Рис. 1. Принципиальная схема электронного прерывателя

Конструктивно прерыватель собран на круглой монтажной плате диаметром 50 мм. На этой плате размещены все детали, за исключением выходного транзистора VT2, который устанавливается на охлаждающем радиаторе, крепящемся к монтажной плате с помощью винтов со стойками. Монтажная плата вместе с радиатором помещается в металлический корпус, выполненный в виде гильзы из дюралюминия. На дне этой гильзы устанавливается изолирующая прокладка из фторопласта с центрирующей выточкой, выполненной по внешнему размеру радиатора. Благодаря этой прокладке радиатор фиксируется соосно с корпусом.

Литература

Алексеев С. Формирователи и генераторы на микросхемах структуры КМОП.— Радио, 1985, № 8, с. 31.

РАДИОЛЮБИТЕЛЯМ-КОНСТРУКТОРАМ

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ КОМПАРАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Б. УСПЕНСКИЙ

Компараторы осуществляют переключение выходного напряжения, когда изменяющийся входной сигнал становится выше или ниже определенного уровня. Компараторы принадлежат к классу формирователей, пред-

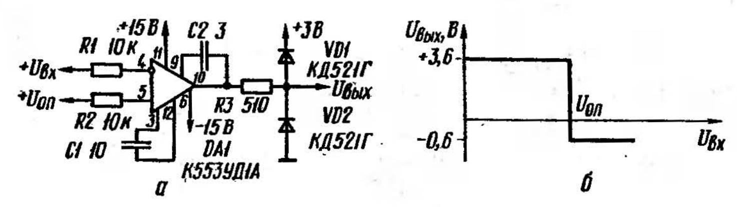


Рис. 1. Компаратор сигналон, выполненный на ОУ: *а* — включение ОУ; *б* — выходной сигнал

назначенных для перехода от аналоговых сигналов к цифровым. Поэтому оконечиые каскады компараторов обычно конструируются таким образом, чтобы выходное напряжение соответствовало бы принятым логическим уровням распространенных цифровых микросхем.

Если включить операционный усилитель (ОУ) без обратной связи так, как это показано на рис. 1 для распростраиенной микросхемы К553УД1А, и подать на один вход сигнал $U_{вх}$, а на другой — постояиный уровень опорного напряжения $U_{оп}$, то выходное напряжение $U_{вых}$ скачком изменяется от максимального до минимального (или наоборот), когда сигнал проходит заданный на другой вход уровень сравнения. В приведениой схеме выходное напряжение соответствует уровням логической 1 и логического 0 цифровых ТТЛ-микросхем, для чего использованы вспомогательный источник иапряжения +3 В и ограничитель на кремниевых диодах VD1, VD2. Если поменять местами $U_{вх}$ и $U_{оп}$, изменится порядок переключения выходного напряжения. Благодаря высокому коэффициенту усиления ОУ схема переключается при очень малой разности напряжений входного сигнала

и постоянного уровня, т. е. сравнение двух напряжений происходит с высокой точностью.

Более простой компаратор с такими же выходными сигналами можно построить на ОУ К553УД2 по схеме рис. 2. Здесь амплитуда выходного напряжения ограничивается с помощью стабилитрона VD1, подключаемого ко второму каскаду усиления.

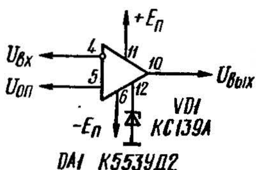


Рис. 2. Компаратор на ОУ К553УД2

Регенеративный компаратор — это устройство с положительной обратной связью, обладающее гистерезисной характеристикой выход-вход. Если выход компаратора на рис. 1,а соединить с неинвертирующим входом через резистор 10 МОм (10^7), то при наличии резистора R2=10 кОм (10^4) получим напряжение гистерезиса (мВ)

$$U_г = (U^+_{вых} - U^-_{вых}) \frac{10^4}{10^4 + 10^7} = 4,2.$$

Вводить гистерезис в компаратор целесообразно в том случае, когда сигнал поступает на фоне помех. После переключения возврат в исходное состояние произойдет лишь тогда, когда сигнал уменьшится на величину $U_г$, т. е. будет запас на помехоустойчивость. Регенеративный компаратор является аналогом триггера Шмитта, а также служит основой для построения мультивибраторных устройств.

При переключении до уровня +4 В время нарастания выходного сигнала у компаратора, построенного на типовом ОУ с полосой единичного усиления около 1 МГц, составляет примерно 0,5...1 мкс при превышении сигналом опорного напряжеиия на 10 мВ, а время задержки достигает 3...5 мкс. Такое быстродействие недостаточно для цифровых устройств. Поэтому был разработан ряд интегральных микросхем — дифференциальные компараторы сигналов.

Интегральные компараторы напряжения представляют собой специализированные ОУ с двумя входами и цифровым выходом, иногда с двумя выходами противоположного знака на стандартных уровнях 1 и 0 цифровых микросхем. Сокращая амплитудный диапазон выходного сигнала и принимая меры для предотвращения глубокого насыщения каскадов, удается повысить быстродействие компаратора. Отсутствие частотной коррек-

ции препятствует использованию компараторов в линейном режиме.

Приводим перечень выпускаемых отечественной промышленностью интегральных микросхем — компараторов напряжения с кратким указанием их отличительных особенностей (время задержки, потребляемая мощность и др.).

Таблица 1

№ п/п	Функция, выполняемая микросхемами, особенности	Условное обозначение	Зарубежный аналог	Тип корпуса
1	Сдвоенный компаратор, $t_{зд} = 110$ нс	521СА1 К554СА1	μА711 μА711С	301.12-1 201.14-6
2	Компаратор, $t_{зд} = 120$ нс	521СА2 К554СА2	μА710 μА710С	301.8-2 201.14-6
3	Компаратор, $t_{зд} = 300$ нс	521СА3 К554СА3	LM111 LM311	301.8-2 201.14-1
4	Быстродействующий стробируемый компаратор, $t_{зд} = 26$ нс	521СА4 КР521СА4	SE527K NE527K	301.12-1 201.14-1
5	Компаратор со стробированием и запоминанием предыдущего состояния, выход на ЭСЛ, $t_{зд} = 6{,}5$ нс	597СА1 КМ597СА1 КР597СА1	Am685 » »	402.16-6 201.16-5 238.16-2
6	Компаратор со стробированием и запоминанием предыдущего состояния, выход на ТТЛ, $t_{зд} = 12$ нс	597СА2 КР597СА2 КР597СА2	Am686 » »	402.16-6 201.16-5 238.16-2
7	Два маломощных компаратора, $t_{зд} = 300$ нс, $P_{потр} = 100$ мВт	597СА3 КМ597СА3 КР597СА3	LM119 ICB8001C LM319	402.16-33 201.16-5 238.16-2
8	Компаратор средней точности, $t_{зд} = 60$ нс, $P_{потр} = 80$ мВт	521СА5	Без аналога	401.14-4

Из приведенных в табл. 1 интегральных компараторов наиболее интересны с точки зрения универсальности применения компаратор К554СА3А (Б) и сдвоенный компаратор К554СА1.

Упрощенное изображение схемы компаратора К554СА3 дано на рис. 3. Из четырех усилительных каскадов первый на p-n-p транзисторах VT1 и VT2 работает как буферный, причем электропрочность транзисторов обеспечивает возможность подачи на входы напряжений от $-E_п$ до $+E_п$ без опасности вывода компаратора из строя. Два последующих дифференциальных каскада на транзисторах VT3 — VT6 усиливают

сигнал. На оконечный транзистор VT11 сигнал передается усилительным транзистором VT9, а VT10 с датчиком тока R10 предотвращают перегрузку транзистора VT11. Нормальный ток нагрузки компаратора — до 50 мА. Сама нагрузка может быть подключена либо в цепь коллектора между выводом 9 и источником положительного напряжения при замыкании вывода 2 на

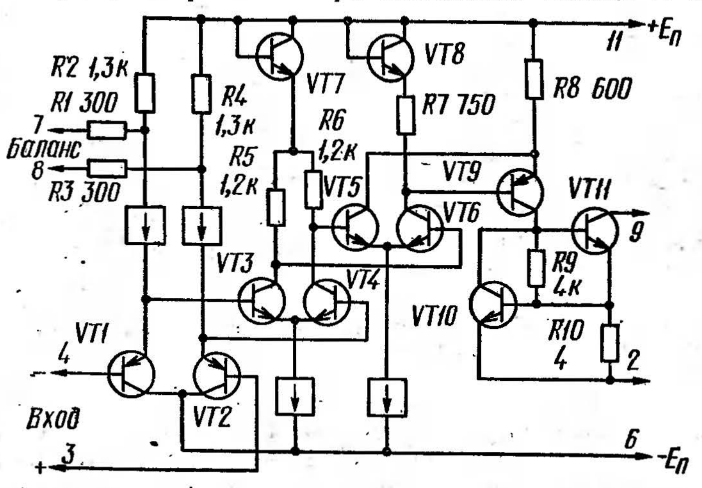


Рис. 3. Упрощенная внутренняя схема компаратора К554СА3

общий провод питания или на —Eп, либо в цепи эмиттера между выводом 2 и источником отрицательного напряжения, а если его нет — общим проводом питаиия. При этом вывод 9 следует соединить с плюсом питающего напряжения. В первом случае каскад на транзисторе VT11 является усилительным с общим эмиттером, во втором — эмиттерным повторителем. Максимальная разность напряжений не должна превышать: между выводами 11 и 6 — 36 В, 9 и 6 — 50 В, 2 и 6 — 30 В, 3 и 4 — ±30 В. Вывод 2 может присоединяться к любому напряжению, находящемуся между потенциалами +Eп и —Eп, или замыкаться с выводом 6 при работе микросхемы от одного источника питания. Таким образом, компаратор К554СА3А (Б) может работать как от напряжений ± 15 В, используемых обычно для ОУ, так и от единственного источника +5 или +9 В, от которого питаются цифровые ТТЛ- или КМОП-микросхемы. Важной особенностью является также сохранение работоспо-

собности при сравнении входных напряжений, не доходящих до — $E_п$ или до нуля при однополярном питании всего лишь на 0,3...0,5 В. В связи с этим применение компаратора может быть разнообразным, и его можно непосредственно расположить на плате любого аналогового или цифрового блока. Такой гибкости применеиия сопутствует также и то обстоятельство, что компаратор К554СА3 является высокоточным, обладающим коэффициентом усиления не менее 150 000 при напряжении питаиия ±15 В, смещением нулевого уровня не более 7,5 мВ при сопротивлении генератора 50 кОм. Входной ток компаратора — до 250 нА, при этом разность входных токов для двух его входов — не более 50 нА (для группы А — 100 и 10 нА).

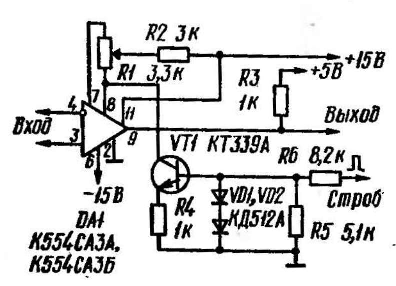


Рис. 4. Схема включения микросхемы К554СА3А, Б

Основная схема включения этого компаратора (рис. 4) содержит орган регулировки смещения нулевого уровня входного напряжения (R1), а также дает возможность осуществить правильное считывание выходного сигнала только во время отсутствия положительного строб-импульса, что способствует повышению помехоустойчивости устройств с компараторами. При наличии логической 1 на входе «Строб» выходиой уровень компаратора становится высоким независимо от поляриости разностного сигнала на входе, так как транзистор VT1 шунтирует одно из плеч дифференциального каскада. Когда стробирование не требуется, транзистор VT1 и связанные с ним элементы исключаются. Если же и регулировка нуля не требуется, то выводы 7, 8 оставляют неподключенными. Однако следует иметь в виду, что у рассматриваемого компаратора напряжения, как и у всех высокочастотных ОУ без цепей коррекции, имеется склонность к самовозбуждению, в данном случае — из-за паразитной обратной связи между выводом 9 и соседними выводами 7, 8 коррекции нулевого уровня. При трассировке схемы необходимо сделать все возможное для того, чтобы эти цепи на плате были разнесены как можно дальше. Если выводы 7, 8 не используются, то

лучше соединить их вместе, чтобы минимизировать эффект обратной связи. С резисторами R1, R2 на рис. 4 тот же результат может быть получен при включении между выводами 7, 8 конденсатора емкостью 0,1 мкФ.

При подаче на компаратор К554СА3А (Б) сигналов от источников с малым внутренним сопротивлением целесообразно включить последовательно со входами компаратора резисторы для ограничения пикового тока на случай действия входных сигналов на компаратор с от-

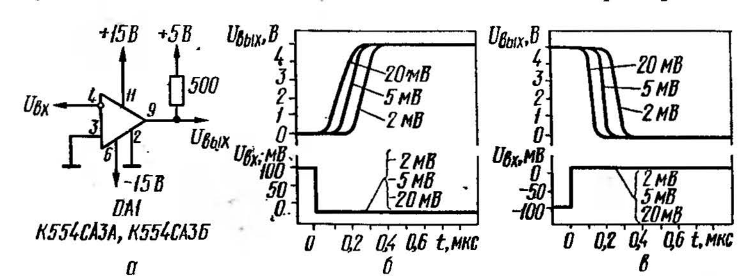


Рис. 5. Характеристики переключения микросхемы К554СА3А, Б с коллекторной нагрузкой на выходе:

а — схема включения; *б* — нарастание выходного сигнала; *в* — спад выходного сигнала

ключенным питанием, а также и при наличии питания, но с повышенными входными сигналами положительного или отрицательного напряжения источника питания. Конденсаторы с емкостью более 0,1 мкФ, подключенные к входным клеммам компаратора, также можно рассматривать как источники с малым внутренним импедансом, поэтому и от них входы следует отделить с помощью резисторов, так как заряженный конденсатор в случае резкого выключения питания сохраняет на входе большее напряжение, чем у источников питания.

На рис. 5 представлены характеристики иарастания и спада выходного сигнала при уровнях превышения входным сигналом опорного напряжения на 2—5 —20 мВ для схемы включения нагрузки в цепь коллектора выходного транзистора микросхемы К554СА3А, Б. На рис. 6 аналогичные характеристики даны для случая, когда нагрузка включена в цепь эмиттера. При этом выходной транзистор не усиливает напряжения, и общий коэффициент усиления компаратора уменьшен, что приводит к затягиванию фронтов импульсов на выходе. Характеристики на рис. 5, 6 даны для нормальной окружающей температуры.

Характеристику переключения компаратора К554САЗА (Б) можно улучшить, применяя схему соединения выводов по рис. 7. Скорость изменения выходного напряжения достигает значения 18 В/мкс вместо

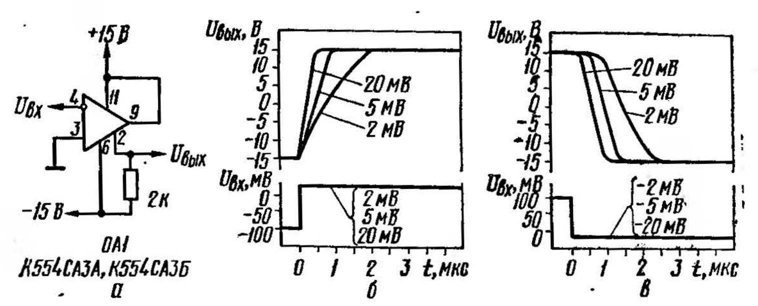


Рис. 6. Характеристики переключения микросхемы К554САЗА, Б с эмиттерной нагрузкой на выходе:

а — схема включения; *б* — нарастание выходного сигнала; *в* — спад выходного сигнала

7,0 В/мкс для типовой схемы включения, однако получается это ценой увеличения силы входного тока.

Особенности внутреннего строения сдвоенного компаратора К554СА1 поясняет рис. 8. Выходы двух диффе-



Рис. 7. Схема соединения выводов микросхемы К554САЗА, Б для увеличения скорости переключения

ренциальных усилителей объединены в один общий, выполненный по схеме ИЛИ. Стробирование компараторов раздельное. Стабилитроны с номинальным напряжением 6,2 В необходимы для сдвига уровней напряжения на входных и выходных шинах. В отличие от компаратора К554СА1 компараторы, входящие в состав микросхемы КР597САЗ, каждый имеет отдельный коллекторный выход. Оба выхода можно объединить по схеме ИЛИ с общей нагрузкой. Однако выводов стробирования последний компаратор не имеет.

Приведем примеры типичного использования компараторов.

Компараторы часто применяют в устройствах, где необходимо чувствовать момент, когда входной сигнал

выходит из некоторой заданной области. Если эта область задана двумя уровнями напряжений, то удобно применить сдвоенный компаратор по схеме рис. 9. Показанный двухпороговый дискриминатор является упрощенной разновидностью амплитудного анализатора импульсов. На оба компаратора поступает один и тот же сигнал $U_{вх}$. Компаратор DA1.1, включенный инверсно,

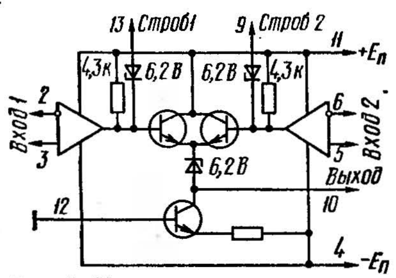


Рис. 8. Упрощенная схема компаратора К554СА1

Рис. 9. Двухпороговый дискриминатор

сравнивает входной сигнал с опорным напряжением U_A таким образом, что на его выходе будет логическая 1, когда $U_{вх}<U_A$. Компаратор DA1.2 сравнивает тот же входной сигнал с большим опорным напряжением, а именно — с (U_A+KU_z), где $K=R2/(R1+R2)$. Компаратор DA1.2 выдает логическую 1 при входном сигнале большем, чем (U_A+KU_z). Следовательно, в интервале $U_A<U_{вх}<(U_A+KU_z)$ оба компаратора дают «нулевой» сигнал. Во всех остальных случаях логическая 1 на общем выходе 10 свидетельствует о том, что входной сигнал вышел за пределы допусковой зоны. Путем медленного изменения $U_{оп}$ при постоянном значении KU_z можно проводить анализ амплитуды входных импульсов. Надо лишь учитывать, что для микросхемы К554СА1 синфазная составляющая входного сигнала не должна превышать ±5 В. Добавив на вход делитель напряжения, можно обнаруживать более высокие уровни входного сигнала. Общее для двух компараторов стробирование позволяет выделить интервал времени, когда следует производить амплитудный анализ.

Дискриминатор по схеме рис. 9 не позволяет выявить, в какой зоне исследуемых входных напряжений находится случайный сигнал, попавший в заданную двумя порогами область («окно»). Такую возможность предо-

ставляет более сложный дискриминатор по схеме рис. 10, имеющий несколько цифровых выходов.

Компаратор DA1 сравнивает входное напряжение с опорным $U_{оп}$; при изменении своего состояния он переключает двухполярный источник тока, собранный на ОУ DA3. Его выходной ток I_x, создавая на резисторе R2

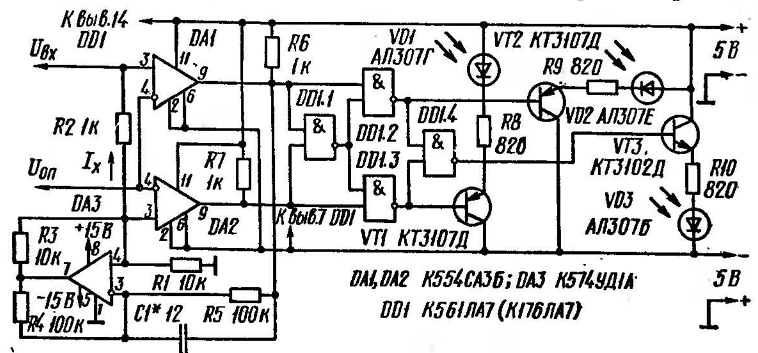


Рис. 10. Амплитудный дискриминатор

падение напряжения того или иного знака, определяет текущее смещение нулевого уровня компаратора DA2. С номиналами питания ±5 В оно равно $+(5 \cdot R2/R1)$ В при $U_{вх}>U_{оп}$ или $-(5 \cdot R2/R1)$ В при $U_{вх}<U_{оп}$; для принятых номиналов сопротивлений смещение составляет ±0,5 В. Таким образом, уровни переключения микросхемы DA2 будут равны: $U_1=U_{оп}+0{,}5$ В и $U_2=U_{оп}-0{,}5$ В. Эти уровни определяют границы «окна», внутри которого напряжение $U_{оп}$ расположено посередине. Логическую обработку выходных сигналов компараторов осуществляет цифровая микросхема DD1. В результате информация о мгновенной амплитуде входного сигнала представлена следующим образом:

$U_2<U_{вх}<U_1$ — логическая 1 на выходе DD1.4, свечение VD3;
$U_2<U_{вх}<U_{оп}$ — логический 0 на выходе DD1.3, свечение VD1;
$U_{оп}<U_{вх}<U_1$ — логический 0 на выходе DD1.2, свечение VD2;
$U_{вх}>U_{оп}$ — логическая 1 на выходе DA1;
$U_{вх}<U_{оп}$ — логический 0 на выходе DA1.

Уровни логической 1 и логического 0 соответствуют +5 В и —5 В.

Правильное состояние DA2 может быть установлено вслед за переключением микросхемы DA1 лишь после срабатывания элемента DA3. Чтобы уменьшить задерж-

ку времени, в качестве DA3 выбран быстродействующий операционный усилитель К574УД1А, а также осуществлена коррекция по его входу с помощью конденсатора C1. Статическую точность работы определяют допуски

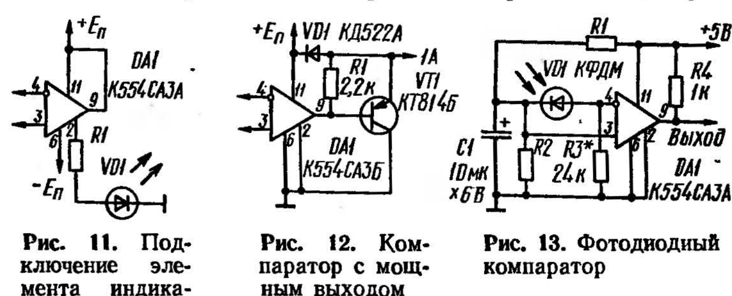


Рис. 11. Подключение элемента индикации

Рис. 12. Компаратор с мощным выходом

Рис. 13. Фотодиодный компаратор

резисторов, смещения нулевых уровней входного напряжения компараторов и ОУ (их можно подстраивать), а также шунтирование резистором R5 выходного сопротивления компаратора DA1 (в состоянии логической 1 оно равно R6). Для уменьшения погрешности переключения источник входного сигнала должен быть низкоомным, способным выдерживать втекающий и вытекающий ток I_x без заметного изменения напряжения $U_{вх}$.

Рис. 11 показывает, как подключить к компаратору светодиод VD1 для индикации состояния выхода или маломощную (до 50 мА) лампу накаливания. Мощный выход компаратора — ток нагрузки до 1 А — обеспечит устройство по схеме рис. 12, в котором диод VD1 необходим для демпфирования индуктивной нагрузки, подключаемой между $+E_п$ и эмиттером транзистора VT1.

Схема точного фотодиодного компаратора представлена на рис. 13. С помощью делителя R1R2 устанавливают величину обратного смещения фотодиода, а выбором R3 корректируют чувствительность к световому потоку.

Выделение и запоминание экстремальных значений сигналов осуществляют с помощью разнообразных пик-детекторов, которые можно создать на базе компараторов. На рис. 14 приведена схема пик-детектора для положительных напряжений, запоминаемых на конденсаторе C1, а на рис. 15 — для отрицательных. Высокая нагрузочная способность выходного транзистора микросхемы компаратора DA1 создает условия для быстрой

подзарядки конденсатора C1 при превышении сигналом предыдущего экстремального значения, а дополнительный буферный усилитель DA2 отделяет схему запоминания напряжения от нагрузки.

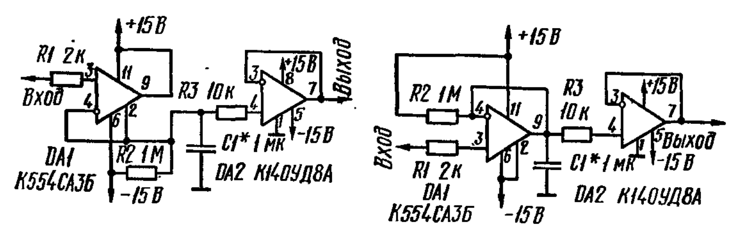


Рис. 14. Пик-детектор положительных сигналов

Рис. 15. Пик-детектор отрицательных сигналов

Большую группу устройств с компараторами составляют различные генераторы. На рис. 16, 17 приведены две схемы: автоколебательного мультивибратора иа частоту 100 кГц для устройств на ТТЛ-элементах (допустимая нагрузка — два таких элемента) и кварцованного генератора прямоугольных импульсов на такую же частоту.

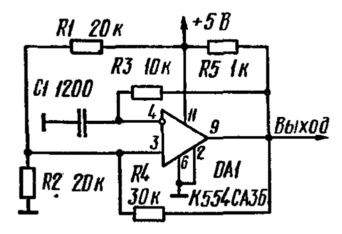


Рис. 16. Автоколебательный мультивибратор

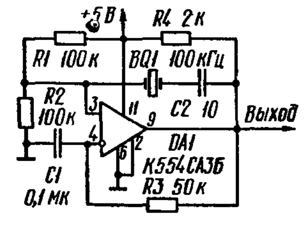


Рис. 17. Кварцованный автогенератор

Операция умножения частоты сигнала часто бывает необходима. Для импульсных сигналов используют, как правило, устройства на цифровых или цифро-аналоговых элементах. Умножение высокочастотных сииусоидальных сигналов удобно выполнять с помощью нелинейных резонансных и других параметрических устройств. Обработку сигналов произвольной формы в диапазоне частот до 100 кГц осуществляют компараторами.

Рассмотрим схему удвоителя частоты на рис. 18, который выдает импульсную последовательность со скважностью Q=2. Устройство построено на двух микросхе-

мах. DA1 — два компаратора в одном корпусе КР597СА3, DA2 — два ОУ в одном корпусе К157УД2. Знакопеременный входной сигнал с постоянной или медленноменяющейся в пределах 2...8 скважностью превращается компаратором DA1.1 в последовательность

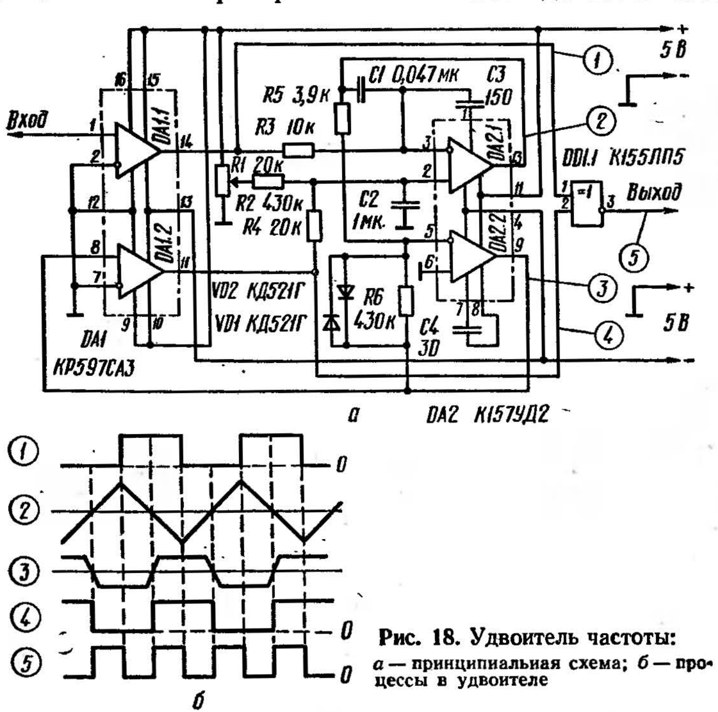


Рис. 18. Удвоитель частоты:
а — принципиальиая схема; *б* — процессы в удвоителе

однополярных импульсов с той же входиой частотой — сигнал (1) на рис. 18,б, где выбран условно меандр. Интегрирующее звено на усилителе DA2.1 осуществляет задержку сигнала на ¼ периода; его выходное пилообразное напряжение (2) поступает на усилитель-ограничитель DA2. 2.Коэффициент усиления его — около 100, размах выходного напряжения определяет симметричный диодный ограничитель VD1, VD2. Большую часть времени DA2.2 пребывает в состоянии ограничения, пока токи от пилообразного напряжения через R5 и сигнала (3) с выхода DA2.2 остаются приблизительно равными. По мере приближения пилообразного напряжения к среднему нулевому значению ток в точке подключения

инвертирующего входа усилителя DA2.2 стремится к нулю, а затем меняет свое направление на противоположное, что соответствует изменению полярности сигнала (3). Усилитель DA2.2 увеличивает примерно в 100 раз скорость нарастания пилообразного напряжения в точке переключения; он предназначен для улучшения динамических показателей работы компаратора DA1.2, который служит нуль-органом. В результате намного быстрее происходит изменение выходных уровней компаратора DA1.2, напряжения на входах которого в этот момент почти равны, а состояние неопределенно и чувствительно к помехам. Как следствие, существенно уменьшается дрожание фронтов сигнала (4) на выходе DA1.2, а также и выходного сигнала (5), который образуется двоичным сумматором на элементе DD1 типа «исключающее ИЛИ».

С помощью резистора R1 осуществляют подстройку скважности выходного сигнала удвоителя до значения Q=2. Параметры элементов C1, C2 выбирают в зависимости от частотного диапазона работы удвоителя. На рис. 18, а номиналы элементов указаны для входных сигналов с частотой 0,5...2,5 кГц. При выборе конденсатора C1 необходимо экспериментально проверить, не выходит ли сигнал (2) за пределы линейности амплитуды (ориентировочно ±3 В) на низшей частотной границе. Работа удвоителя проверялась до входной частоты 50 кГц.

Представленный удвоитель частоты можно упростить. Если входной сигнал — импульсный с оговоренной выше скважностью, то компаратор DA1.1 исключают. Если небольшое дрожание фронтов выходных импульсов (ориентировочно 2...3 мкс при длительности периода 1...2 мс) не имеет значения, усилитель DA2.2 также исключают, изменив на противоположное подсоединение входов DA1.2. Устройство может работать от одного источника питания +5 В, если применить, например, компараторы К554СА3 и ОУ К140УД14 с таким же питанием. Знакопеременный выходной сигнал удвоителя обеспечивает микросхема DD1 К561ЛП2 или К176ЛП2, выводы питания которой надо подключить к источникам +5 и —5 В, как и питающие выводы ОУ и компаратора К554СА3.

Делители частоты импульсных сигналов обычно строят с помощью счетчиков, в простейшем случае — двоич-

ных на триггерах. Чтобы получить большой коэффициент деления, применяют многоразрядные счетчики с большим количеством триггеров. В случае отсутствия их радиолюбитель имеет возможность собрать простое устройство лишь с одним синхронным JK-триггером и компараторами, которое используют в качестве высокостабильного делителя частоты с коэффициентом деления $n_{макс} = 100$ и более (рис. 19).

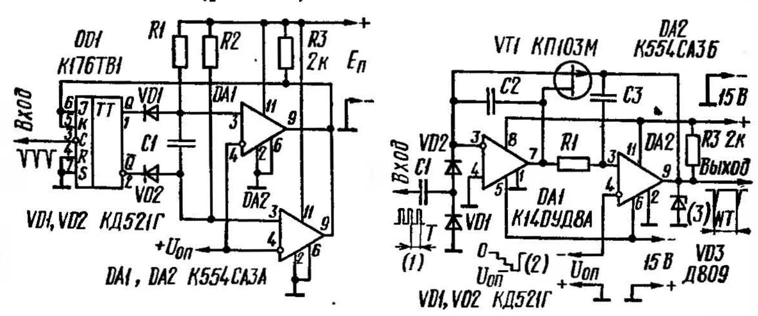


Рис. 19. Делитель частоты импульсов

Рис. 20. Генератор ступенчатого напряжения, делитель частоты следоваиия импульсов

На вход синхронизации триггера поступает последовательность импульсов. Пусть в момент времени t_0 триггер находится в состоянии $Q=1$, $\overline{Q}=0$. Тогда диод VD1 закрыт, а конденсатор C1 заряжается через элементы R1 и VD2. Когда напряжение на верхней обкладке конденсатора достигнет $+U_{оп}$ и превысит его, выходное напряжение компаратора DA1 увеличится до уровня логической 1, подготавливая по JK-входам триггер к смене состояния. Это произойдет в момент t_1 с поступлеиием очередного входного импульса. Считаем, что, начиная с момента t_0, таких импульсов поступило несколько, например n_1. После опрокидывания триггера закроется диод VD2, и конденсатор C1 начнет перезаряжаться через открывшийся диод VD1, выход триггера, источник питания $+E_п$ и резистор R2. Вслед за этим иа выходе микросхемы DA1 опять установится уровень логического 0, следовательно, поступающие на вход C триггера импульсы не изменят состояния его выходов. Такая ситуация продлится до того момента, пока напряжение на нижней обкладке конденсатора C1 не достигнет потенциала $+U_{оп}$, что приведет к появлеиию на выходе

микросхемы DA2 уровня логической 1. Вслед за этим в момент t_2 входной импульс опрокинет триггер. Далее процессы периодически повторяются. Таким образом, за один период смены состояний триггера, длящийся от t_0 до t_2, произойдет отсчет импульсов в количестве $n=2n_1$. Мы предполагаем, что $R1=R2=R$. Противофазные выходные сигналы снимаются с выводов 1, 2 триггера.

Для обеспечения устойчивой работы делителя частоты параметры его выбирают так, чтобы момент срабатывания компаратора оказался на одинаковом удалении по оси времени от (n_1-1)-го и от n_1-го импульсов. Тогда допустимая нестабильность интервала $t_к$ переключения компараторов может составлять половину периода $T_с$ входных импульсов, точнее — не более $0{,}5\ T_с$. Это записывается следующим образом:

$$\delta t_к = \Delta t_к / t_к = 0{,}5T_с / t_к; \quad \Delta t_к \leqslant 0{,}5T_с,$$

где $\delta t_к$ — относительная нестабильность интервалов переключения компараторов. Длительность интервала $t_к$ определяется из выражения

$$t_к = RC \ln \frac{1 + U_{оп}/E_п}{1 - U_{оп}/E_п}.$$

Отношение $U_{оп}/E_п$ легко стабилизировать с помощью резистивного делителя напряжения между $+E_п$ и общим проводом питания; со средней точки делителя снимают напряжение $+U_{оп}$. Входные токи компараторов должны быть существенно меньше выбранного тока делителя, а также тока, заряжающего конденсатор C1.

Нормальная работа делителя предполагает выполнение равенства

$$t_и = t_к + 0{,}5T_с = n_1 T_с,$$

где $t_и = 0{,}5\ T_Q$ — длительность импульса на выходе триггера, равная полупериоду выходного напряжения.

Максимальный устойчивый коэффициент деления частоты

$$n_{макс} = 2n_{1\,макс} = 1 + 1/\delta t_к \approx 1/\delta t_к.$$

Если требования к величине $n_{макс}$ не являются высокими, компаратор DA2 можно исключить. При этом неинвертирующий вход DA1 соединяют с обкладками конденсатора C1 через диоды, подключая их анодами к конденсатору.

Схема еще одного устройства с компаратором приведена на рис. 20 — это генератор ступенчатого напряжения, являющийся также делителем частоты. Интегратор входных импульсов стабильной амплитуды $U_{вх}$ собран на ОУ с полевыми транзисторами (DA1). Дискретное приращение заряда на конденсаторе C2 происходит всякий раз, когда через конденсатор C1 и VD2 проходят положительные фронты входных импульсов (1). Необходимым условием нормальной работы является соотношение C1<C2, а также малая утечка или натекание заряда на конденсатор C2 под влиянием входного тока ОУ. В результате на выходе интегратора DA1 генерируется ступенчатое напряжение (2), причем амплитуда ступени меньше, чем $U_{вх}$. По мере увеличения числа ступеней выходное напряжение интегратора DA1 приближается по величине к опорному напряжению $U_{оп}$, которое удерживает компаратор DA2 в состоянии высокого потенциала на выходе, равного напряжению на стабилитроне VD3. При этом ключ VT1 закрыт. Когда ступенчатое напряжение превысит $U_{оп}$, компаратор изменит свое состояние, в результате откроется ключ VT1 и разрядится конденсатор C2. Длительность открытого состояния транзистора VT1 определяет постоянная времени цепочки R1C3, вместе с которой компаратор DA2 образует ждущий мультивибратор. Надежная работа обеспечивается при соотношении

$$R_1 \cdot C3 > U_{оп} \cdot C2/I^{мин}_{с.нач},$$

где $I^{мин}_{с.нач}$ — минимальное значение начального тока стока транзистора VT1 (для КП103М — $3 \cdot 10^{-3}$ А).

Импульс ждущего мультивибратора должен быть существенно короче периода T входных импульсов, а периодичность импульсов (3) на выходе компаратора DA2 зависит от установленного коэффициента деления частоты, который можно оценить по формуле

$$n = \frac{|U_{оп}|}{3{,}5T + (U_{вх} - 2U_{д})\,C1/C2},$$

где $U_{д}$ — падение напряжения в прямом направлении на диодах VD1, VD2; период T — в секундах.

Чтобы деление частоты было стабильным, не следует выбирать n более 10. На низких частотах работа устройства ухудшается из-за влияния входного тока микросхе-

мы DA1, что в формуле для определения n отражает слагаемое 3,5 T, установленное эмпирически.

Небольшое изменение рассмотренного делителя частоты преобразует такое устройство в дискриминатор длительности импульсов, показанный на рис. 21. Здесь

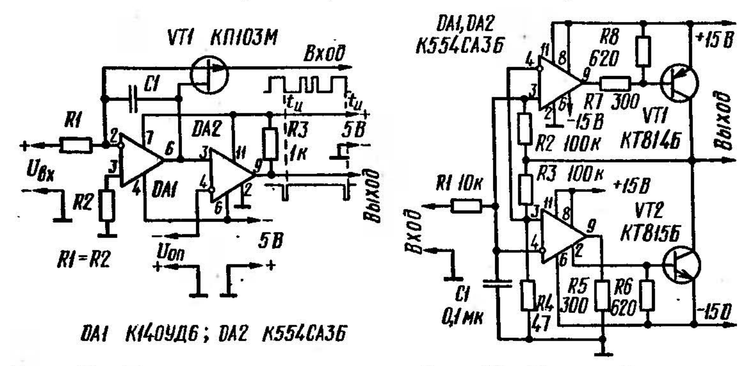


Рис. 21. Дискриминатор длительности импульсов

Рис. 22. Ключевой усилитель мощности

входные положительные импульсы поступают на затвор ключевого транзистора VT1, причем во время действия пьедестала импульсов транзистор VT1 открыт, а конденсатор C1 разряжен. Если сопротивление открытого канала транзистора VT1 много меньше сопротивления резистора R1, напряжение на выходе усилителя DA1 близко к нулю, благодаря чему отрицательное напряжение $U_{оп}$ удерживает компаратор DA2 в состоянии высокого потенциала на выходе. На время импульса $t_и$ ключ VT1 закрывается, а конденсатор C1 начинает заряжаться через резистор R1 от источника напряжения $U_{вх}$. В зависимости от величины $t_и$ выходное напряжение микросхемы DA1 превзойдет уровень напряжения $U_{оп}$ при соблюдении условия

$$t_и > R1 \cdot C1 \cdot U_{оп}/U_{вх}.$$

В этом случае компаратор DA2 изменит состояние своего выхода, выдавая отрицательный импульс. Таким образом, дискриминатор не реагирует на приходящие узкие импульсы, если за время паузы конденсатор C1 успевает полностью разрядиться через ключ VT1. Изменением напряжения $U_{вх}$ устанавливают порог срабатывания устройства.

Компараторы применяют в различных ключевых устройствах. Здесь приведем одну схему ключевого усилителя мощности, выдающего в нагрузку знакопеременный прямоугольный выходной сигнал (рис. 22). Отличительной особенностью является то, что интегрирующее действие цепочки R1C1, а также небольшой гистерезис, введенный с выхода на входы обоих компараторов по цепи положительной обратной связи через делитель

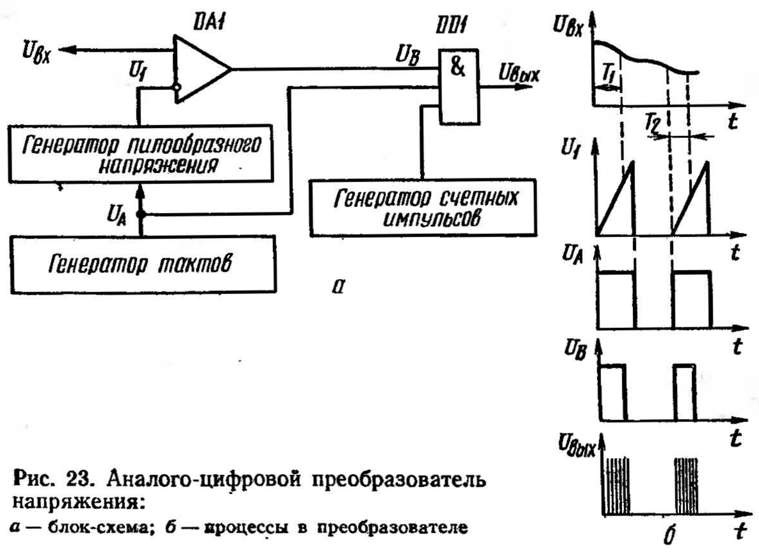


Рис. 23. Аналого-цифровой преобразователь напряжения:
а — блок-схема; *б* — процессы в преобразователе

R3R4, способствуют устойчивому переключению выходных транзисторов в условиях импульсных помех при управлении от входного сигнала, отличающегося по форме от прямоугольного. Цепь отрицательной обратной связи через резистор R2 стабилизирует уровни переключения и, как следствие, вольт-секундную площадь полуволн выходного напряжения в условиях несимметричных питающих напряжений. Чтобы исключить переход ключевых транзисторов VT1 и VT2 в линейный режим в отсутствии управляющего входного сигнала, компараторы DA1, DA2 разбалансированы по выводам 8. Выходной ток усилителя — до 1 А, его можно увеличить с помощью составных выходных транзисторов.

Интегральные компараторы напряжения широко применяются в преобразователях аналог-код и код-аналог. Не имея возможности подробно обсуждать здесь этот

вопрос, приведем описание блок-схемы преобразователя аналогового напряжения в цифровые импульсы, количество которых в течение тактового интервала пропорционально напряжению. Схема представлена на рис. 23.

Компаратор DA1 сравнивает входной сигнал $U_{вх}$ с линейным пилообразным сигналом, представленным в виде напряжения U_1. Вначале при $U_{вх}>U_1$ выход компаратора будет на уровне логической 1. Через отрезок времени T1 от начала преобразования оба сигнала на входах компаратора сравняются, и затем уровень на выходе компаратора DA1 упадет до логического 0. Продолжительность единичного состояния зависит, следовательно, от напряжения $U_{вх}$. Компаратор служит для преобразования напряжения $U_{вх}$ в пропорциональный интервал времени T1.

С того момента, когда пилообразный сигнал U_1 начинает нарастать, на один из входов вентиля DD1 поступает сигнал U_A с выхода генератора тактов. Совпадение сигналов U_A и U_B отпирает вентиль DD1 и разрешает прохождение последовательности $U_{вых}$ счетных импульсов. Число пропущенных через DD1 импульсов прямо пропорционально амплитуде напряжения $U_{вх}$. Далее эти импульсы подсчитываются двоично-десятичным счетчиком и через буферный регистр и дешифратор двоичного кода в позиционный подаются на индикатор. Типичный диапазон преобразования — три декады с погрешностью не хуже 1 %.

Время выборки сигнала $U_{вх}$ зависит от периода тактового напряжения U_A. Период должен быть достаточно длительным, чтобы пилообразное напряжение U_1 могло возрасти от нуля до самого большого предполагаемого напряжения $U_{вх}$. Быстро изменяющиеся входные сигналы требуют большой скорости опроса. Когда время выборки становится очень коротким, аналого-цифровой преобразователь может не успеть зарегистрировать достаточное количество импульсов, с тем чтобы правильно определить входное напряжение.

Сигнал U_B с выхода компаратора DA1 часто используется в цифровых системах, поскольку его длительность прямо пропорциональна $U_{вх}$. Если необходим такой преобразователь аналогового напряжения в ширину импульса, то вентиль DD1 и генератор счетных импульсов можно исключить.

Помимо различных устройств с логическими вентилями, компараторы используют в усилителях сигиалов цифровой магнитной записи, оптронных изоляторах цифровых устройств и других формирователях, где необходимо представление выходных сигналов в виде дискретных уровней напряжения.

Литература

1. Шило В. А. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре.— 2-е изд., перераб. и доп.— М. : Сов. радио, 1979.
2. Аналоговые интегральные схемы. Под ред. Дж. Коннели / Пер. с англ.— М. : Мнр, 1977.
3. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника / Пер. с нем.— М. : Мир, 1983.
4. Якубовскнй С. В., Барканов Н. А., Кудряшов Б. П. / Под ред. Якубовского С. В. Аналоговые и цифровые интегральные схемы.— М. : Сов. радио, 1979.

РЕЛЕЙНЫЙ СТАБИЛИЗАТОР НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ ПИТАНИЯ ЦИФРОВЫХ ИМС

А. МИРОНОВ

Получившие в последнее время широкое распространение цифровые ИМС не предъявляют к источнику питания высоких требований по стабильности и уровню пульсаций. Поэтому для электропитания таких устройств с успехом можно применять простейшие ключевые стабилизаторы напряжения (КСН) релейного типа. Они имеют более высокий КПД, меньшие габариты и массу по сравнению с традиционными стабилизаторами непрерывного регулирования, а правильно выполненный монтаж КСН позволяет избежать проникновения высокочастотных помех в питаемое устройство и первичную сеть.

На рис. 1 приведена принципиальная схема КСН релейного типа. При высоких энергетических показателях качество выходного напряжения позволяет питать от него электронные устройства, выполненные на цифровых ИМС серий К130, К133, К155, К555 и им подобным. Стабилизатор напряжения сиабжен защитой от перегрузок по току и коротких замыканий на выходе с автоматическим возвратом в рабочий режим при снятии перегрузки.

Основные параметры КСН

Входное напряжение $U_{вх}$, В	15...22
Выходное напряжение $U_{вых}$, В	5
Ток срабатывания защиты $I_з$, А	около 11
Пульсации выходиого иапряжеиия при токе иагрузки $I_н = 10$ А во всем диапазоне питающих иапряжений (двойной размах) $\Delta U_{вых}$, мВ	не более 100
Рабочая частота $f_р$, кГц	около 20

Рассмотрим работу КСН. При подаче на вход иапряжеиия в цепи базы транзистора VT4 появляется ток и транзистор VT6 открывается. Ток через обмотку I дросселя L2 начинает возрастать, заряжая конденсаторы С14 — С19. При некотором напряжении U_1 на базе 7

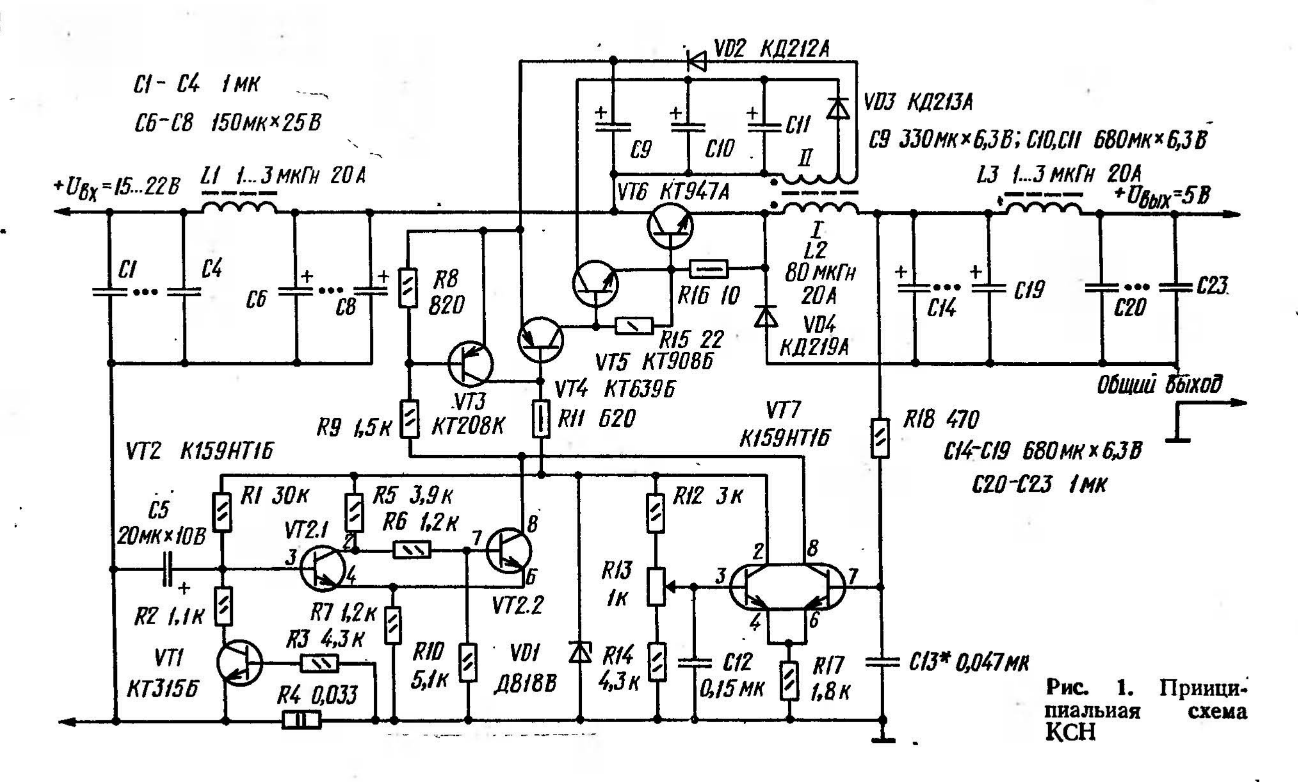


Рис. 1. Принципиальная схема КСН

транзистора VT7 последний открывается и открывает транзистор VT3, который закорачивает переход база-эмиттер транзистора VT4. Это приводит к запиранию транзистора VT6. Так как ток в обмотке I дросселя L2 не может прерваться мгновенно, открывается диод VD4, который обеспечивает непрерывность тока через дроссель во время закрытого состояния транзистора VT6. После закрывания транзистора VT6 ток в обмотке I дросселя L2 начинает убывать, а напряжение на конденсаторах C14 — C19 продолжает возрастать до момента, когда $I_{L2} = I_н$. После этого выходное напряжение начинает уменьшаться. При его значении, равном $U_2 < U_1$, правый по схеме транзистор сборки VT7, а следовательно, и VT3, закрываются, транзисторы VT4 — VT6 открываются. Диод VD4 тоже закрывается. Ток через дроссель начинает возрастать, а выходное напряжение продолжает уменьшаться до момента, когда $I_{L2} = I_н$, после чего также начинает возрастать. Далее процессы повторяются. Цепочка R18C13 задает некоторую задержку сигнала обратной связи и определяет частоту переключения КСН.

Для получения указанного тока нагрузки применен составной транзистор VT4 — VT6. Чтобы добиться минимального значения напряжения насыщения транзистора VT6 (а следовательно, и максимального КПД), в схеме КСН используется искусственное смещение коллектора VT5 и эмиттера VT4 относительно коллектора VT6 стабилизированным напряжением. Оно вырабатывается однополупериодными выпрямителями VD2C9 и VD3C10C11 соответственно. Стабилизация обеспечивается тем, что подзарядка указанных конденсаторов происходит во второй такт работы КСН, когда транзистор VT6 закрыт, а диод VD4 — открыт (в этот интервал времени справедливо равенство: $U_{L2I} = U_{вых} + U_{VD4} = const$ и напряжение на первичной обмотке дросселя L2 практически постоянно).

Узел защиты от токовых перегрузок выполнен на транзисторах VT1 и VT2. При токе нагрузки $I_н = I_з$ транзистор VT1 открывается настолько, что напряжение на базе транзистора VT2.1 начинает уменьшаться, и при его некотором значении U_1' триггер Шмитта, выполненный на транзисторах VT2.1 и VT2.2, устанавливается в состояние, когда VT2.1 закрыт, VT2.2 — открыт. Транзистор VT3 открывается, а VT4 — VT6 — закрываются;

КСН выключается ($U_{вых}=0$, $I_н=0$). Так как транзистор VT1 также закрывается, напряжение на базе транзистора VT2.1 начинает возрастать (конденсатор C5 заряжается через резистор R1) и при некотором его значении $U_2' > U_1'$ триггер Шмитта возвращается в первоначальное состояние: КСН включается. Если $I_н > I_з$, то КСН будет периодически выключаться с частотой около

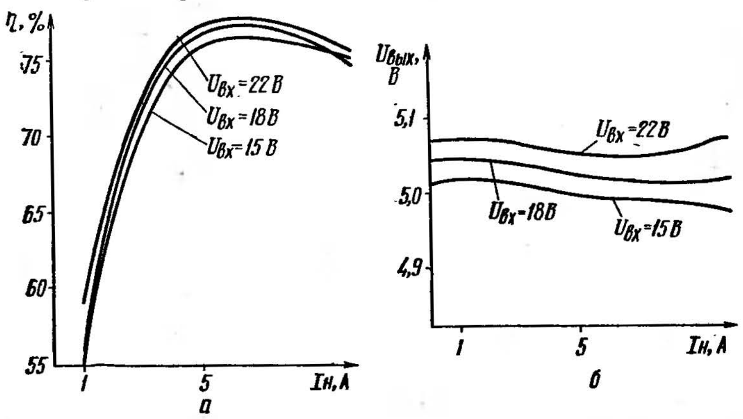


Рис. 2:
а — зависимость КПД $\eta=f(I_н)$ при различном значении входного напряжения КСН; *б* — зависимость выходного напряжения $U_{вых}=f(I_н)$ при различном значении входного напряжения КСН

3 Гц до тех пор, пока перегрузка не прекратится. Режим короткого замыкания на выходе не является опасным для рассматриваемого КСН.

КСН, как и всякое импульсное устройство, является потенциальным источником помех, которые могут проникать как в нагрузку, так и в первичную сеть. Для ослабления этого нежелательного эффекта на входе и выходе КСН включены П-образные фильтры.

На рис. 2,а показана зависимость КПД от тока нагрузки: $\eta=f(I_н)$, а на рис. 2,б — зависимость выходного напряжения от тока нагрузки: $U_{вых}=f(I_н)$ при различных значениях входного напряжения. Как видио из графиков, КСН имеет вполне удовлетворительную для цифровых ИМС стабильность выходного напряжения.

В конструкции КСН используются в основном стандартные элементы, типы и номиналы которых приведены на принципиальной электрической схеме. Резистор R4 представляет собой параллельное соединение трех

одноваттных резисторов сопротивлением 0,1 Ом, например С5-16 В. Можно применить и самодельный резистор из толстой высокоомной проволоки. Дроссели L1 — L3 — самодельные. Каждый из дросселей L1 и L3 представляет собой отрезок изолированного многожильного провода сечением 1,5...2 мм², пропущенного через четыре ферритовых кольца марки М2000НМ1 типоразмера К16×8×6 с зазором 0,1 мм каждое. Провод внутри колец располагается коаксиально, зазоры находятся на одной линии. Дроссель L2 изготавливается следующим образом: для броневого сердечника Б36 из феррита марки М2000НМ1 делается разборный каркас катушки. Первичная обмотка наматывается «канатиком» из двадцати проводов типа ПЭВ-1 диаметром 0,4 мм и имеет 15 витков. Вторичная обмотка состоит из двух секций: первая секция имеет 6 витков провода ПЭВ-1 диаметром 0,8 мм, вторая — 2 витка провода ПЭВ-1 диаметром 0,4 мм. Конец первой и начало второй секций соединены. Метка на схеме стоит у начала первой секции обмотки. Намотанная таким образом катушка заливается эпоксидной смолой и потом освобождается от каркаса. После монтажа ее в сердечник в последнем устанавливают зазор 0,3 мм с помощью шайбы из изоляционного материала (например, слюды, стеклотекстолита). Винт, скрепляющий чашки сердечника, тоже желательно взять из изоляционного или, по крайней мере, из немагнитного материала (медь, латунь). Иначе это приведет к дополнительным потерям на нагрев винта. Конденсаторы С1 — С4, С12, С13 и С20 — С23 — керамические КМ-6б, С6 — С11 и С14 — С19 — электролитнческие танталовые К52-1. Их можно заменить другими, например К50-24, К50-29. Можно использовать и конденсаторы К50-16, К50-6, однако размеры фильтров при этом несколько увеличатся и изменится рисунок печатной платы. Стабилитрон VD1 — термокомпенсированный серии Д818. В противном случае при прогреве КСН выходное напряжение будет изменяться. Возможна замена этого стабилитрона на другой, например КС191. Транзистор КТ947А можно заменить на транзисторы КТ935, КТ912, диод КД219А — на КД213. Входное напряжение может быть повышено до 25 В, однако при этом КПД КСН несколько уменьшится. Переменный резистор R13 — СП4-1 с валом длиной 12 мм.

К о н с т р у к т и в н о КСН смонтирован на печатной плате, чертеж которой со стороны печатных проводников показан на рис. 3,а. Расположение деталей на плате показано на рис. 3,б. В качестве радиатора использовалась

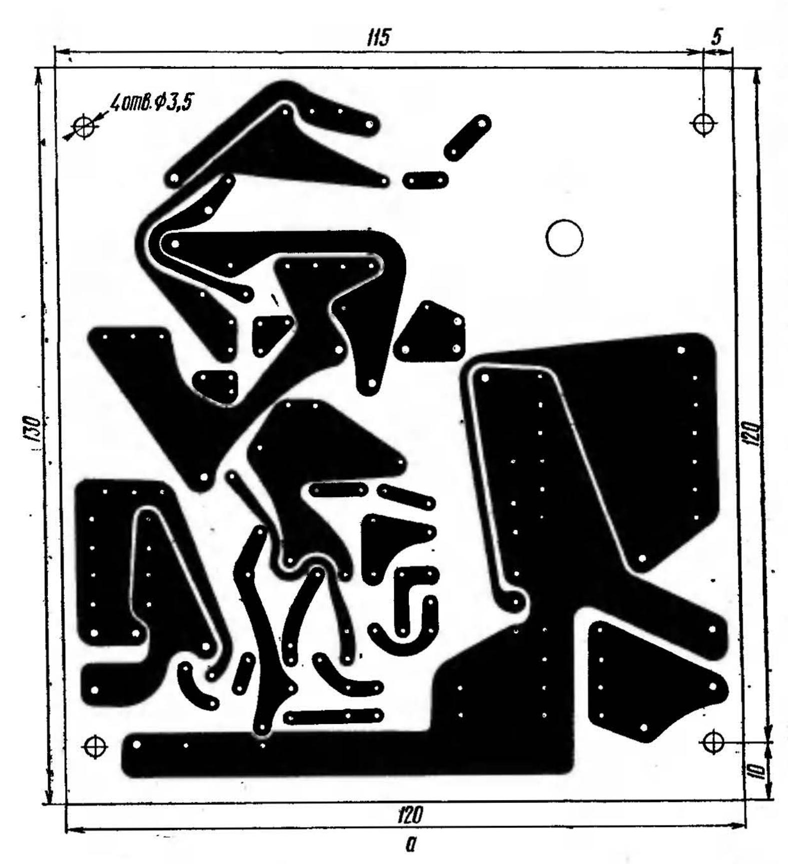
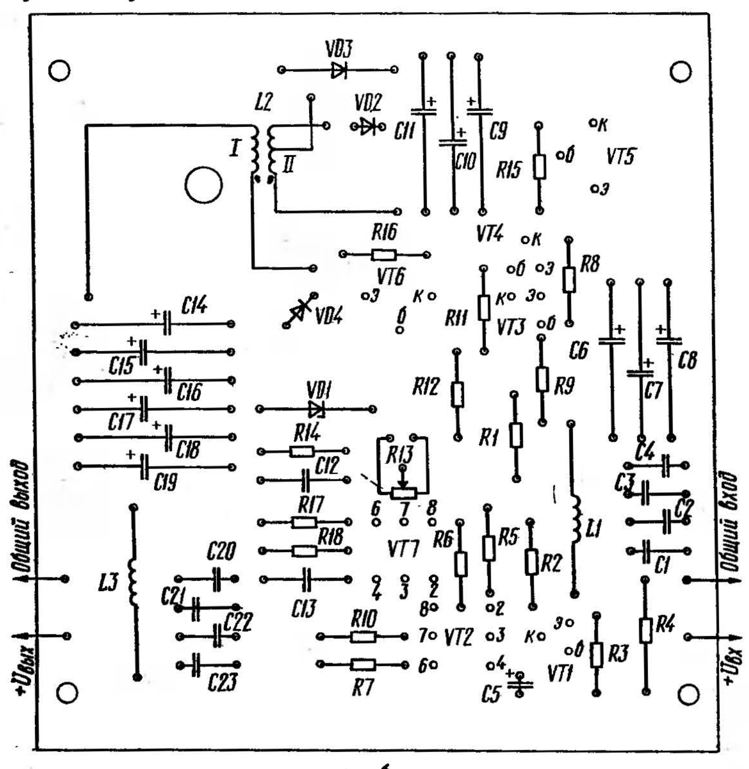


Рис. 3, *а.* Печатная плата КСН (масштаб 2 : 1)

дюралюминиевая пластина толщиной 4 мм. Чертеж радиатора показан на рис. 4. Транзистор VT6 и диод VD4 устанавливаются на радиаторе через изолирующие прокладки из слюды. К их выводам припаиваются толстые мягкие проводники. После монтажа печатной платы радиатор крепится над платой на расстоянии около 25 мм и прикручивается к плате че-

тырьмя винтами М3 через трубчатые втулки. При этом вал резистора R13 и головка винта, скрепляющего чашки дросселя L2, должны выйти наружу через отверстие в радиаторе, а выводы диода VD4 и транзистора VT6 — через отверстия в печатной плате.



б

Рис. 3, *б*. Расположение элементов на печатной плате КСН

Во время н а с т р о й к и КСН следует помнить, что вокруг дросселей L1 — L3 действует сильное электромагнитное поле, так как сердечники этих дросселей имеют зазоры. Поэтому при наблюдении процессов, происходящих в КСН, на экране осциллографа будут видны импульсные помехи, обусловленные наводками на кабель осциллографа. Для того чтобы увидеть реальные процессы, нужно кабель осциллографа заэкранировать. Длина неэкранированных выводов кабеля должна быть

минимальна. В процессе настройки, может быть, придется заземлить осциллограф и радиатор в одной точке. Для наблюдения процессов в КСН желательно использовать высокочастотный осциллограф с низкоомным входом, например С1-75.

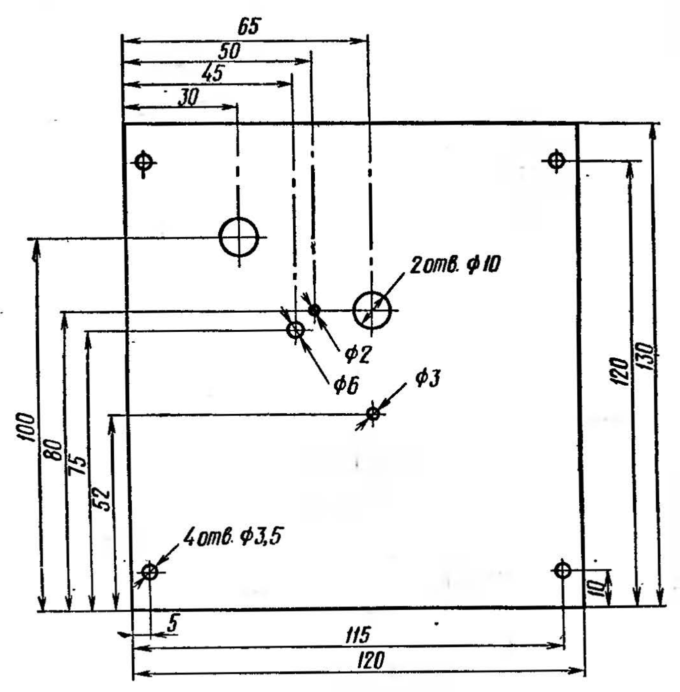


Рис. 4. Радиатор КСН

Настройка КСН проста. К стабилизатору подключают резистор сопротивлением около 2 Ом и с мощностью рассеяния около 15 Вт. Затем подается входное напряжение $U_{вх}=20$ В. Если все элементы КСН исправны, то он начинает работать сразу. Резистором R13 подстраивают уровень входного напряжения до значения 5 В. Далее устанавливают минимальное значение входного напряжения $U_{вх}=15$ В и, изменяя емкость конденсатора С13, добиваются того, чтобы частота была около 20 кГц (проверяют по отсутствию «писка» дросселя L2 КСН). Далее контролируют работу КСН при максимальном токе нагрузки, а также при $I_н \geqslant I_з$.

Минимальный ток нагрузки зависит от обратного тока коллектора транзистора VT6 и может составлять несколько десятков миллиампер. В авторском экземпляре КСН минимальный ток нагрузки был равен нулю.

Во время длительной работы КСН с вертикальным расположением пластины радиатора при токе нагрузки $I_н=10$ А и температуре окружающей среды $t_{окр}=20$ °С температура радиатора не превышала 50 °С.

Вниманию радиолюбителей!

Наш сборник предоставляет возможность радиолюбительскому активу выступить со своими разработками, поделиться идеями, обменяться опытом. Подобные публикации способствуют развитию технического творчества, помогают начинающим радиолюбителям ориентироваться в вопросах радиотехники, а квалифицированным — дополнить авторскую мысль, внести что-то свое.

Вместе с тем, следует отметить, что Издательство, не располагая технической базой для проверки на работоспособность предлагаемых радиолюбителями конструкций, не может отвечать на вопросы, связанные с внесением изменений, доработкой или любой другой модернизацией авторских устройств. Вся имеющаяся в нашем распоряжении информация содержится в статьях. В частности, если автор не представил в редакцию чертежи печатных или любых других монтажных схем, Издательство не имеет возможности разрабатывать и рассылать их по просьбе читателей.

Сведения справочного характера (о параметрах и замене радиоэлементов), консультации по переделке или налаживанию аппаратуры, а также по некоторым другим вопросам можно получить в платной Радиотехнической консультации при Центральном радиоклубе СССР имени Э. Т. Кренкеля (103012, Москва, ул. Куйбышева, 4/2, помещение 12, Радиотехническая консультация). О видах услуг, оказываемых консультацией, и порядке оформления заказов подробно рассказано в журналах «Радио», 1985, № 5 и «Наука и жизнь», 1985, № 3.